



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

عنوان پایان نامه

طراحی و شبیه سازی کنترل کننده های فازی برای
UPFC جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین در
سیستم های قدرت

عبدالمجید دژم خوی

استاد راهنما

دکتر مهدی بانژاد

استاد مشاور

دکتر علی دستفان

ارائه شده جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد مهندسی برق - قدرت

بهار ۱۳۸۸

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

چکیده

در این پایان نامه برای یک سیستم قدرت تک ماشین متصل به باس بینهایت که در آن UPFC نصب شده باشد مورد مطالعه قرار گرفته است. برای این منظور از مدل فضای حالت خطی شده سیستم قدرت و UPFC استفاده شده است. به عبارت دیگر مدل ادغام شده سیستم قدرت و UPFC در این کار مورد استفاده قرار گرفته است.

هدف این تحقیق طراحی و شبیه سازی کنترل کننده هایی برای ورودی های UPFC است که در پی وقوع اغتشاش در سیستم قدرت با اعمال تغییر مناسب در عملکرد UPFC نوسانات فرکانس پایین را میرا کنند.

برای این منظور کنترل کننده های PID و فازی برای هر کدام از ورودی های UPFC طراحی و شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی ها نشان دهنده برتری عملکرد کنترل کننده های فازی در میرای نوسانات فرکانس پایین است.

همچنین پس از بهینه کردن کنترل کننده های فازی طراحی شده توسط روش خوشه بندی C-میانگین فازی، در پی اغتشاشات یکسان نوسانات به میزان زیادی کاهش پیدا کرده اند.

واژگان کلیدی: نوسانات فرکانس پایین، میرایی، کنترل کننده یکپارچه انتقال توان (UPFC)، کنترل فازی

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه.....	۱
۱-۱ بیان مسئله و علل بررسی.....	۲
۲-۱ هدف پایان نامه	۳
فصل دوم: میرایی نوسانات فرکانس پایین سیستم قدرت	۴
۱-۲ سیستم مورد مطالعه.....	۵
۲-۲ پایداری سیستم قدرت.....	۶
۳-۲ میرایی نوسانات فرکانس پایین با استفاده از پایدارساز سیستم قدرت.....	۱۱
۴-۲ کاربرد ادوات FACTS در میرا کردن نوسانات.....	۱۴

۱۷.....	فصل سوم: UPFC و میرایی نوسانات فرکانس پایین
۱۸.....	۱-۳ مروری بر کارهای گذشته
۲۲.....	۲-۳ ساختار و عملکرد UPFC
۲۲.....	۱-۲-۳ مبدل منبع ولتاژ
۲۴.....	۲-۲-۳ عملکرد و مفاهیم UPFC
۲۷.....	۳-۲-۳ انتقال توان روی خط انتقال
۳۰.....	۴-۲-۳ مبدل سری UPFC
۳۱.....	۳-۳ مدل سازی UPFC
۳۲.....	۱-۳-۳ مدل پخش بار UPFC
۳۴.....	۲-۳-۳ مدل دینامیکی UPFC
۳۴.....	۳-۳-۳ مدل فضای حالت UPFC (مدل نبوی نیکی)
۴۳.....	۴-۳-۳ مدل اتصال UPFC به سیستم قدرت (مدل Wang)
۴۹.....	۴-۳ کنترل کننده های UPFC
۵۰.....	۱-۴-۳ تشریح کنترل اصلی در UPFC
۵۲.....	۲-۴-۳ کنترل کننده میرایی در UPFC
۵۳.....	فصل چهارم: طراحی کنترل کننده فازی برای UPFC و بهینه سازی آن
۵۴.....	۱-۴ مقدمه
۵۵.....	۲-۴ انواع کنترل کننده های فازی

۴-۲-۱ کنترل کننده فازی خالص ۵۵

۴-۲-۲ کنترل کننده فازی TSK ۵۶

۴-۲-۳ کنترل کننده های فازی با فازی سازها و غیرفازی سازها ۵۷

۴-۳ ساختار کنترل کننده فازی ۵۷

۴-۳-۱ پایگاه قواعد فازی ۵۷

۴-۳-۲ موتور استنتاج فازی ۵۸

۴-۳-۳ فازی سازها ۵۸

۴-۳-۴ غیرفازی سازها ۵۹

۴-۴ طراحی کنترل کننده فازی ۵۹

۴-۴-۱ طراحی سیستم فازی با استفاده از داده های ورودی - خروجی ۵۹

۴-۴-۲ مقایسه کنترل کننده فازی با کنترل کننده کلاسیک ۶۱

۴-۴-۳ مراحل طراحی کنترل کننده فازی ۶۲

۴-۵ کنترل کننده فازی بهینه ۶۳

۴-۵-۱ سیستم فازی بهینه ۶۳

۴-۵-۲ طراحی کنترل کننده فازی بهینه به روش خوشه بندی ۶۴

۴-۶ خوشه بندی فازی ۶۵

۴-۷ به دست آوردن پارامترهای سیستم خطی شده و طراحی و شبیه سازی کنترل

کننده PID ۶۷

۶۸.....	۱-۷-۴ بررسی سیستم مورد مطالعه
۷۰.....	۲-۷-۴ طراحی کنترل کننده PID جهت میرایی و نتایج شبیه سازی آن
۷۵.....	۸-۴ طراحی و شبیه سازی کنترل کننده فازی و مقایسه آن با کنترل کننده PID
۷۶.....	۱-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی Δm_E
۷۸.....	۲-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$
۷۹.....	۳-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی Δm_B
۸۱.....	۴-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_B$
۸۲.....	۵-۸-۴ نتایج شبیه سازی کنترل کننده فازی برای میرایی نوسانات فرکانس پایین
۸۵.....	۶-۸-۴ مقایسه کنترل کننده های فازی و PID در میرایی نوسانات فرکانس پایین
۹۰.....	۹-۴ بهینه سازی کنترل کننده های میرایی فازی
۹۰.....	۱-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی Δm_E
۹۲.....	۲-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی $\Delta \delta_E$
۹۳.....	۳-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی Δm_B
۹۵.....	۴-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی $\Delta \delta_B$
۹۶.....	۵-۹-۴ مقایسه عملکرد کنترل کننده های فازی و فازی بهینه در میرایی
۱۰۰.....	فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۱۰۱.....	۱-۵ نتیجه گیری
۱۰۲.....	۲-۵ پیشنهادات

فهرست شکل ها

- شکل (۱-۲) سیستم قدرت تک ماشین متصل به باس بینهایت ۵
- شکل (۲-۲) بلوک دیاگرام سیستم تک ماشین متصل به باس بینهایت همراه با AVR ۷
- شکل (۳-۲) مولفه های گشتاور الکترومکانیکی ۹
- شکل (۴-۲) بلوک دیاگرام سیستم قدرت به همراه پایدارساز ۱۰
- شکل (۱-۳) مبدل PWM (a) پایه تک فاز (b) شکل موج های PWM ۲۴
- شکل (۲-۳) مدل فرکانس اصلی UPFC ۲۵
- شکل (۳-۳) مدل یک خط انتقال ۲۷
- شکل (۴-۳) دیاگرام فازوری مبدل سری UPFC ۳۰
- شکل (۵-۳) شبکه با UPFC (a) شمای کلی (b) مدل پخش بار ۳۲
- شکل (۶-۳) نمای شماتیک UPFC **35**
- شکل (۷-۳) مدار سه فاز UPFC ۳۵
- شکل (۸-۳) مدار معادل تراس تحریک و مبدل برای فاز a ۳۶

- شکل (۹-۳) سیستم قدرت که در آن UPFC نصب شده ۴۳
- شکل (۱۰-۳) بلوک دیاگرام سیستم قدرت همراه با UPFC ۴۹
- شکل (۱۱-۳) دیاگرام فازوری کنترل UPFC ۵۱
- شکل (۱۲-۳) کنترل کننده lead-lag ۵۲
- شکل (۱-۴) تبدیل دانش خبره به سیستم فازی ۶۰
- شکل (۲-۴) مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته بدون حضور UPFC ۶۹
- شکل (۳-۴) تغییرات سرعت سیستم چنانچه UPFC کنترل کننده میرایی نداشته باشد ۷۰
- شکل (۴-۴) کنترل کننده میرایی جهت استفاده در ورودی UPFC ۷۰
- شکل (۵-۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_E انتخاب شود). ۷۳
- شکل (۶-۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_E$ انتخاب شود). ۷۳
- شکل (۷-۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_B انتخاب شود). ۷۴
- شکل (۸-۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_B$ انتخاب شود). ۷۴
- شکل (۹-۴) ساختار کنترل کننده فازی جهت میرایی برای UPFC ۷۵
- شکل (۱۰-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی برای $\Delta \delta$ اگر ورودی Δm_E کنترل شود. ۷۶
- شکل (۱۱-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی برای $\Delta \omega$ اگر ورودی Δm_E کنترل شود. ۷۶

شکل (۴-۱۲) توابع تعلق کنترل کننده فازی برای خروجی کنترل کننده اگر ورودی Δm_E کنترل شود.....۷۷

شکل (۴-۱۳) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی برای Δm_E برحسب ورودی ها۷۷

شکل (۴-۱۴) توابع تعلق $\Delta \omega$ و $\Delta \delta$ در کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$ ۷۸

شکل (۴-۱۵) توابع تعلق خروجی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$ ۷۸

شکل (۴-۱۶) تغییرات خروجی کنترل کننده برحسب ورودی ها در کنترل کننده برای ورودی $\Delta \delta_E$ ۷۹

شکل (۴-۱۷) توابع تعلق خروجی کنترل کننده فازی برای ورودی Δm_B ۸۰

شکل (۴-۱۸) تغییرات خروجی کنترل کننده ورودی Δm_B برحسب ورودی ها.....۸۰

شکل (۴-۱۹) توابع تعلق برای خروجی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_B$ ۸۱

شکل (۴-۲۰) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی ورودی $\Delta \delta_B$ برحسب ورودی ها.....۸۲

شکل (۴-۲۱) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_E انتخاب شود).....۸۳

شکل (۴-۲۲) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_E$ انتخاب شود).....۸۳

شکل (۴-۲۳) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_B انتخاب شود).....۸۴

شکل (۴-۲۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_B$ انتخاب شود).....۸۴

شکل (۲۵-۴) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی Δm_E ۸۶

شکل (۲۶-۴) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$ ۸۶

شکل (۲۷-۴) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی Δm_B ۸۷

شکل (۲۸-۴) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی $\Delta \delta_B$ ۸۷

شکل (۲۹-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \delta$ در کنترل کننده ورودی Δm_E ... ۹۰

شکل (۳۰-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_E

..... ۹۱

شکل (۳۱-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_E بر حسب ورودی ها..... ۹۱

شکل (۳۲-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \delta$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta \delta_E$

..... ۹۲

شکل (۳۳-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta \delta_E$

..... ۹۲

شکل (۳۴-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta \delta_E$ بر حسب ورودی ها ۹۳

شکل (۳۵-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \delta$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_B

..... ۹۳

شکل (۳۶-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_B

..... ۹۴

شکل (۳۷-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_B بر حسب ورودی ها..... ۹۴

شکل (۳۸-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازى بهينه براى $\Delta\delta$ کنترل کننده فازى بهينه ورودى $\Delta\delta_B$

۹۵.....

شکل (۳۹-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازى بهينه براى $\Delta\omega$ کنترل کننده فازى بهينه ورودى $\Delta\delta_B$

۹۵.....

شکل (۴۰-۴) تغييرات خروجى کنترل کننده فازى بهينه ورودى $\Delta\delta_B$ بر حسب ورودى ها.....۹۶

شکل (۴۱-۴) مقايسه کنترل کننده هاى فازى و فازى بهينه براى ورودى Δm_E۹۷

شکل (۴۲-۴) مقايسه کنترل کننده هاى فازى و فازى بهينه براى ورودى $\Delta\delta_E$۹۷

شکل (۴۳-۴) مقايسه کنترل کننده هاى فازى و فازى بهينه براى ورودى Δm_B۹۸

شکل (۴۴-۴) مقايسه کنترل کننده هاى فازى و فازى بهينه براى ورودى $\Delta\delta_B$۹۸

فهرست جداول

جدول (۱-۴) پارامترها و نقاط کار سیستم مورد بررسی۶۷

جدول (۲-۴) مقادير پارامترهاى K ۶۸

جدول (۳-۴) مقادیر کنترل کننده های PID سیستم	۷۲
جدول (۴-۴) قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی Δm_E	۷۷
جدول (۵-۴) قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی $\Delta \delta_E$	۷۹
جدول (۶-۴) قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی Δm_B	۸۰
جدول (۷-۴) قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی $\Delta \delta_B$	۸۱
جدول (۸-۴) مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی Δm_E	۸۸
جدول (۹-۴) مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی $\Delta \delta_E$	۸۸
جدول (۱۰-۴) مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی Δm_B	۸۹
جدول (۱۱-۴) مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی $\Delta \delta_B$	۸۹

فصل اول

مقدمه

۱-۱ بیان مسئله وعلل بررسی

در شبکه های قدرت متصل به هم، ژنراتور های سنکرون باید فرکانس یکسانی داشته باشند و توان انتقالی در خطوط بایستی در وضعیت نرمال بهره برداری نگه داشته شوند. ولی در هر صورت نوسانات فرکانس پایین الکترومکانیکی ممکن است در این سیستم ها رخ دهد. این نوسانات در متغیرهای سیستم نظیر ولتاژ باس، جریان خط و سرعت و توان ژنراتور قابل مشاهده است.

برای بار اول نوسانات سیستم قدرت زمانی مشاهده شد که ژنراتورهای سنکرون به شبکه هایی متصل شدند که ظرفیت تولید بالاتری را ایجاد می کرد. در واقع ژنراتورها در این حالت با فرکانس یک تا دو هرتز برخلاف

یکدیگر نوسان می کردند. برای جلوگیری از افزایش دامنه این نوسانات از سیم پیچ های میرا کننده روی روتور ژنراتور سنکرون استفاده می شد. ولی سیستم های تحریک که به منظور حفظ سنکرون بودن ژنراتور به هنگام خطا به کار می رفت باعث کاهش اثر دمپرها هنگام نوسانات شد. پایدار ساز سیستم قدرت^۱ (PSS) برای افزایش گشتاور میرا کننده و کاهش نوسانات به صورت وسیع به کار گرفته شده اند.

در دهه ۵۰ و ۶۰ میلادی به علت مزیت های اقتصادی و قابلیت اطمینان بالاتر، واحد های تولیدی توسط خطوط انتقال بلند به هم متصل شدند. گرچه نوسانات فرکانس پایین نتیجه این اتصال هستند و در این وضعیت ژنراتورهای یک ناحیه با سرعت کمتری در برابر ناحیه دیگر نوسان می کرد.

نوسانات فرکانس پایین سیستم قدرت از مشخصه های سیستم و در واقع اجتناب ناپذیرند. از دیدگاه بهره برداری نوسانات برحسب زمان میرا شدن قابل قبول هستند. در سیستم قدرت غرب آمریکا و کانادا در اگوست ۱۹۹۶ [۱]، نوسانات فرکانس پایین با نوسانی در حدود ۰/۲۶ هرتز رخ داد. با جمع شدن اغتشاشات (خطا ها و عمل کردن رله ها) اندازه نوسانات بیشتر شده و در نهایت منجر به فروپاشی کل سیستم می شود. در نتیجه سیستم به قسمت های جدا از هم جدا شده و بسیاری از مناطق بی بار می مانند. خاموشی مشابهی در اگوست ۲۰۰۳ نیز رخ داده است.

۱-۲ هدف پایان نامه

جهت میرا کردن نوسانات فرکانس پایین سیستم قدرت روش های مختلفی وجود دارد که در نگاه کلی می توان آن را به دو روش میرا کردن مستقیم و یا میرا کردن توسط ادوات FACTS^۲ تقسیم کرد. در روش دوم برای ادوات FACTS که در اصل برای اهداف دیگر در سیستم انتقال نصب می شوند، کنترل کننده هایی طراحی می شود که نوسانات را میرا کنند. هدف این پایان نامه طراحی و شبیه سازی کنترل کننده های

^۱ Power System stabilizer

^۲ Flexible AC Transmissions Systems

میرایی برای UPFC^۳ به روش فازی است. برای این منظور کنترل کننده های فازی جدیدی برای UPFC طراحی شده است که با ساده ترین قواعد فازی ممکن میرایی مطلوب حاصل شود. همچنین کنترل کننده های فازی به کمک روش خوشه بندی c- میانگین فازی بهینه سازی شده است.

در فصل دوم سیستم مورد مطالعه و روش های مستقیم و غیر مستقیم میرایی مورد بحث قرار گرفته است. در فصل سوم UPFC و نیز کاربرد آن در میرایی نوسانات مطرح شده همچنین مدل دقیق فضای حالت سیستم قدرت به همراه UPFC ارائه گردیده است. فصل چهارم در مورد کنترل فازی و روش های بهینه کردن کنترل کننده های فازی است. در نهایت ، فصل پنجم به طراحی و شبیه سازی کنترل کننده های فازی و فازی بهینه UPFC اختصاص دارد که توسط این کنترل کننده ها نوسانات فرکانس پایین میرا شده اند.

فصل سوم

³ Unified Power Flow Controller

UPFC و میرایی نوسانات

فرکانس پایین

۱-۳ مروری بر کار های گذشته

سیستم قدرت از اتصال واحدهای تولیدی به مراکز بار از طریق خطوط فشار قوی تشکیل شده است که عموماً به صورت مکانیکی کنترل می شوند. این سیستم ها را می توان به سه زیر سیستم تقسیم کرد: تولید، انتقال و توزیع. تا کنون این زیر سیستم ها تحت نظارت یک مرکز قرار داشتند که میزان توان یک ناحیه را تنظیم می کردند. به منظور تولید انرژی ارزان تر ، در سیستم های پراکنده زیر سیستم های انتقال و توزیع با هم ترکیب می شوند . همزمان به علت افزایش تقاضا برای انرژی الکتریکی نیاز به راه اندازی واحد های تولیدی

بیشتر و خطوط انتقال جدید است، که این خود مشکلات اقتصادی و زیست محیطی را منجر می شود. بنابراین ما مجبوریم از واحدهای تولیدی و خطوط انتقال موجود تا جای ممکن استفاده بهینه را بکنیم. در کنار این مسئله باید به مسئله پایداری نیز توجه کنیم که طی آن سیستم به طور مداوم به صورت موثر کار کند بدون آنکه افتی در امنیت و کیفیت انرژی طی خطا در واحدهای تولیدی و خطوط انتقال رخ دهد.

در دهه ۸۰ میلادی موسسه تحقیقات توان الکتریکی^۴ (EPRI) برنامه ای را به عنوان سیستم های انتقال AC انعطاف پذیر (FACTS) شروع کرد [۴۱]. هدف اصلی این برنامه افزایش کنترل پذیری و بهینه سازی استفاده از ظرفیت های موجود توسط جایگزینی کنترل سیستم به کمک ادوات الکترونیک قدرت به جای ابزارات مکانیکی بود.

ادوات (FACTS) مبتنی بر مفهوم منابع ولتاژ سنکرون^۵ (SVS) حالت جامد توسط L.Gyugyi در دهه ۸۰ میلادی ارائه شد [۴۲].

SVS ها مانند یک ماشین سنکرون ایده آل رفتار می کنند. آن ها ولتاژ های سه فاز سینوسی با فرکانس اصلی که دامنه و فاز اولیه دلخواه دارند را تولید می کنند. SVS ها اگر با یک وسیله ذخیره کننده انرژی نظیر خازن یا باتری متصل باشند ، قادرند توان اکتیو با شبکه مبادله کنند. برای همه این اهداف SVS ها از مبدل های منبع ولتاژ^۶ (VSC) استفاده می کنند.

SVS ها می توانند به عنوان جبران ساز های سری یا موازی به کار گرفته شوند . اگر SVS به عنوان جبران ساز راکتیو موازی به کار گرفته شود ، کنداسور استاتیک^۷ (STATCON) و اگر به عنوان جبران ساز راکتیو سری به کار گرفته شوند، به نام جبران ساز استاتیک سری سنکرون^۸ (SSSC) نامیده می شوند.

⁴ Electric Power Research Institute

⁵ Synchronous voltage source

⁶ voltage source converter

⁷ Static condenser

⁸ Static synchronous series compensator

یک اتصال خاص که طی آن یک SVS به صورت سری و دیگری به صورت موازی با شبکه قرار می گیرد و این دو توسط یک اتصال DC به هم متصل هستند را کنترل کننده یکپارچه انتقال توان (UPFC) می نامند.

مزیت های جبران ساز های مبتنی بر SVS بر جبران ساز های مکانیکی یا تریستوری عبارتند از :

- بهبود عملکرد و شاخص ها
- استفاده از ادوات الکترونیک قدرت یکسان در جبران سازهای متفاوت
- کاهش اندازه تجهیزات و تاسیسات

برای اولین، UPFC در سال ۱۹۹۱ توسط L.Gyugyi پیشنهاد شد [۴۳-۴۵]، که هم اکنون پیچیده ترین ادوات FACTS در سیستم های قدرت است. در ابتدا UPFC به منظور کنترل توان راکتیو و اکتیو در خطوط انتقال به کار گرفته شد که هم انعطاف پذیر بود و هم قابلیت اطمینان و مزیت اقتصادی داشت. تا قبل از به کارگیری UPFC، چهار پارامتر موثر بر روی انتقال توان اکتیو و راکتیو خطوط انتقال ؛ یعنی امپدانس خط، اندازه های ولتاژ دو سر خط و زاویه توان، به صورت مجزا، توسط ابزارهای مکانیکی و یا سایر ادوات FACTS نظیر جبران ساز استاتیک توان راکتیو^۹ (SVC) و یا خازن سری کنترل شده توسط تریستور^{۱۰} (TCSC) و تغییر دهنده های فاز و... کنترل می شدند. این در حالی است که با تغییر کنترل کننده UPFC می توان همه این پارامترها را تغییر داد. علاوه بر این کاربردها، UPFC می تواند به منظور کنترل ولتاژ، بهبود پایداری گذرا و میرا کردن نوسانات فرکانس پایین در سیستم های قدرت به کار رود. به علت این قابلیت ها ، مدل سازی و کنترل UPFC و مطالعه کاربردهای آن در سال های اخیر مورد توجه محققین قرار گرفته است.

مقالات متعددی درباره حالت پایدار، گذرا و مدل خطی UPFC وجود دارد. حالت پایدار UPFC ، به عنوان یک منبع تزریق کننده در [۴۶] آمده است. در این حالت UPFC به عنوان یک راکتانس سری با دو منبع تزریق کننده در دو سر آن ، مدل شده است. مدل ساده و مفیدی است جهت درک UPFC، هرچند بایستی جهت حل

⁹ Static Var compensator

¹⁰ Thyristor-controlled series capacitor

مسایل پخش بار ضریب مدولاسیون دامنه و سیگنال کنترل زاویه فاز منبع ولتاژ سری ، به صورت دستی تنظیم شود.

هنگامی که UPFC در حالت کنترل اتوماتیک قرار دارد، عمل کنترل انتقال توان معین بین دو باس فرستنده و گیرنده و همچنین تنظیم ولتاژ در باس فرستنده را انجام می دهد. در این حالت باس فرستنده به عنوان باس کنترل شده با ولتاژ^{۱۱} در نظر گرفته می شود. در حالی که باس گیرنده، باس بار^{۱۲} محسوب می شود [۴۷]. این روش، روش ساده و راحتی است ولی فقط زمانی کاربرد دارد که انتقال توان اکتیو و راکتیو و اندازه باس فرستنده همزمان کنترل شود . همچنین باید پارامتر های UPFC جداگانه برای مسائل پخش بار به تعیین گردد. به علت مزیت های کنترل اتوماتیک انتقال توان پیشنهاد شده، این حالت به عنوان هدف اصلی کاربرد UPFC در اغلب کاربردها است.

روش مبتنی بر الگوریتم نیوتن- رافسون برای سیستم های قدرت بزرگ که در آن ادوات FACTS وجود دارد در [۴۸] آمده است. در [۴۹] این الگوریتم برای حالتی که UPFC وجود دارد ارائه شده است. این روش به ما اجازه می دهد که توان اکتیو و راکتیو و اندازه ولتاژ را به صورت همزمان یا مستقل کنترل کنیم. این الگوریتم بسیار محاسباتی و کارکردن با آن بسیار سخت است.

مدل دینامیکی UPFC براساس مدل فرکانس اصلی در [۴۷]، [۵۰-۵۲] آمده است. این مدل شامل دو منبع ولتاژ است که یکی به صورت سری و دیگری به صورت موازی با سیستم متصل می شود تا اینورتر های سری و موازی مدل شده باشند. هر دو منبع مدل ، ولتاژ با فرکانس اصلی سیستم به شبکه تزریق می کنند. در مدل ارائه شده در [۴۷]، [۵۱] و [۵۲] دینامیک خازن اتصال DC را نیز بررسی می کنند که می توانند اساس بررسی اثر UPFC روی توان اکتیو باشند.

مدل خطی شبکه دارای UPFC، برای طراحی کنترل کننده میرایی آنالیز سیگنال کوچک مناسب است. مدل خطی شده UPFC را می توان در [۵۰] و [۵۳] دید. طی این خطی سازی ، ساده سازی زیادی انجام گرفته است.

¹¹ Voltage controlled bus

¹² Load bus

مدل [۵۰] دینامیک خازن DC را در نظر نگرفته است و مدل [۵۳] فرض کرده است که باس های فرستنده و گیرنده UPFC همان باس های ژنراتور است در حالی که UPFC ممکن است بین هر دو باس دلخواه در شبکه باشد.

از جمله متداول ترین روش های کنترلی برای UPFC روش مبتنی بر کنترل برداری^{۱۳} است که در ۱۹۹۱ ارائه شده است [۵۴]. این طرح اجازه می دهد که توان اکتیو و راکتیو به صورت مجزا کنترل شوند. طی این روش سیستم سه فاز متعادل به قاب مرجع گردان سنکرون تغییر متغیر داده می شود. در این روش مولفه d جریان برای کنترل لحظه ای توان اکتیو و مولفه q آن جهت کنترل توان راکتیو به کار می رود. این روش برای کنترل هر دو مبدل سری و موازی به کار می رود [۴۳]، [۵۱]، [۵۵] و [۵۶].

طراحی کنترل کننده برای UPFC جهت میرایی در [۵۲-۵۳] و [۵۶-۵۷] دیده می شود. در [۵۶] و [۵۷] $\Delta\omega$ به عنوان سیگنال ورودی برای کنترل کننده میرایی به کار رفته است. در حالی که در [۵۲] و [۵۳] از پارامتر های قابل اندازه گیری نظیر توان انتقالی خط یا ولتاژ ترمینال های UPFC جهت ورودی کنترل کننده استفاده شده است. تمام کنترل کننده های مراجع اشاره شده از نوع lead-lag بوده اند. این در حالی است که جابجایی نقطه کار سیستم اثر منفی بر روی عملکرد کنترل کننده ها دارند. کنترل کننده های خودتنظیم و یا کنترل کننده های فازی می توانند جایگزین این کنترل کننده ها شوند [۵۸-۶۴].

۳-۲ ساختار و عملکرد UPFC

۳-۲-۱ مبدل منبع ولتاژ

در این فصل مشخصه و عملکرد UPFC توضیح داده می شود. از آنجا که UPFC از دو مبدل منبع ولتاژ (VSC) تشکیل شده است ابتداً اصول VSC مختصراً توضیح داده می شود. اصول مبدل های منبع ولتاژ (VSC) و روش مدولاسیون عرض پالس^{۱۴} در [۴۳] آمده است.

¹³ Vector control

¹⁴ Pulse widths Modulation

هر مبدل از شش GTO¹⁵ که هر کدام با یک دیود به صورت معکوس موازی شده اند، تشکیل شده است. ولتاژ AC از ولتاژ DC توسط کلیدزنی به دست می آید.

با کنترل کردن ولتاژ AC خروجی سیستم، توان حقیقی مبادله شده بین مبدل و سیستم AC کنترل می شود. اگر ولتاژ خروجی مبدل پیش فاز از ولتاژ سیستم AC باشد، توان حقیقی از سمت DC به AC انتقال می یابد. (حالت اینورتری). اگر ولتاژ خروجی مبدل پس فاز از ولتاژ سیستم AC باشد، توان حقیقی از سمت AC به DC منتقل می شود. (مد یکسوسازی). وظیفه اینورتری توسط GTO ها و یکسوسازی توسط دیودها انجام می گیرد. دو سوئیچ در یک ستون نباید همزمان روشن باشد.

با کنترل کردن اندازه ولتاژ خروجی مبدل، توان راکتیو مبادله شده بین مبدل و سیستم AC کنترل می شود. اگر اندازه ولتاژ تولید شده توسط مبدل از اندازه ولتاژ سیستم بزرگتر باشد، مبدل به سیستم توان راکتیو تزریق می کند و برعکس اگر اندازه ولتاژ خروجی مبدل کمتر از اندازه ولتاژ سیستم انتقال باشد، مبدل توان راکتیو جذب می کند.

ولتاژ مبدل به روش های مختلفی کنترل می شود. مدولاسیون عرض پالس (PWM) کمترین هارمونیک را تولید می کند. ولی در عین حال به تعداد زیادی کلیدزنی در هر سیکل نیاز دارد که تلفات را بالا می برد. روش (PWM) یک روش متداول در سیستم قدرت امروزی است. [47]، [51-53]. در همه این مراجع برای کنترل مبدل های UPFC از روش (PWM) استفاده کرده اند.

در روش PWM با روشن و خاموش کردن GTO ها یک ولتاژ سینوسی مانند ولتاژ مرجع v_r که دامنه A_r دارد توسط یک سیگنال دندان اره ای v_e که دامنه A_e دارد ساخته می شود [65]. فرکانس موج دندان اره ای، فرکانس سوئیچینگ را معین می کند.

اگر فقط به ستون تک فاز مبدل توجه کنیم شکل (3-1) در این حالت اگر:

¹⁵ Gate Turn off Thyristor

در این حالت المان یک روشن و المان چهار خاموش است.

در این حالت المان یک خاموش و المان چهار روشن است.

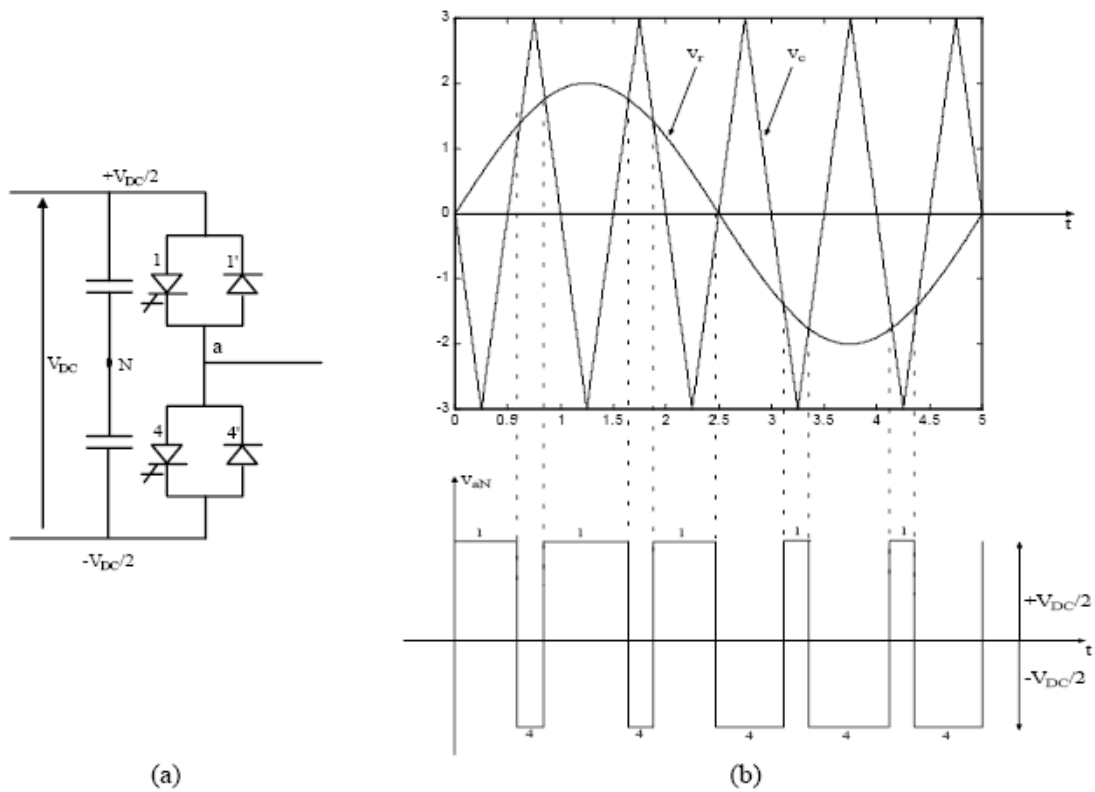
فرکانس اصلی ولتاژ تولید شده توسط خروجی مبدل با فرکانس شکل موج مرجع مشخص می شود. با کنترل کردن اندازه شکل موج مرجع عرض پالس تعیین می شود. ضریب مدولاسیون دامنه توسط رابطه زیر تعریف می شود.

$$m = \frac{A_r}{A_c} \quad (1-3)$$

برای $m \leq 1$ پیک مولفه اصلی ولتاژ خروجی مبدل توسط رابطه زیر به دست می آید

$$v = m \frac{V_{DC}}{2} \quad (2-3)$$

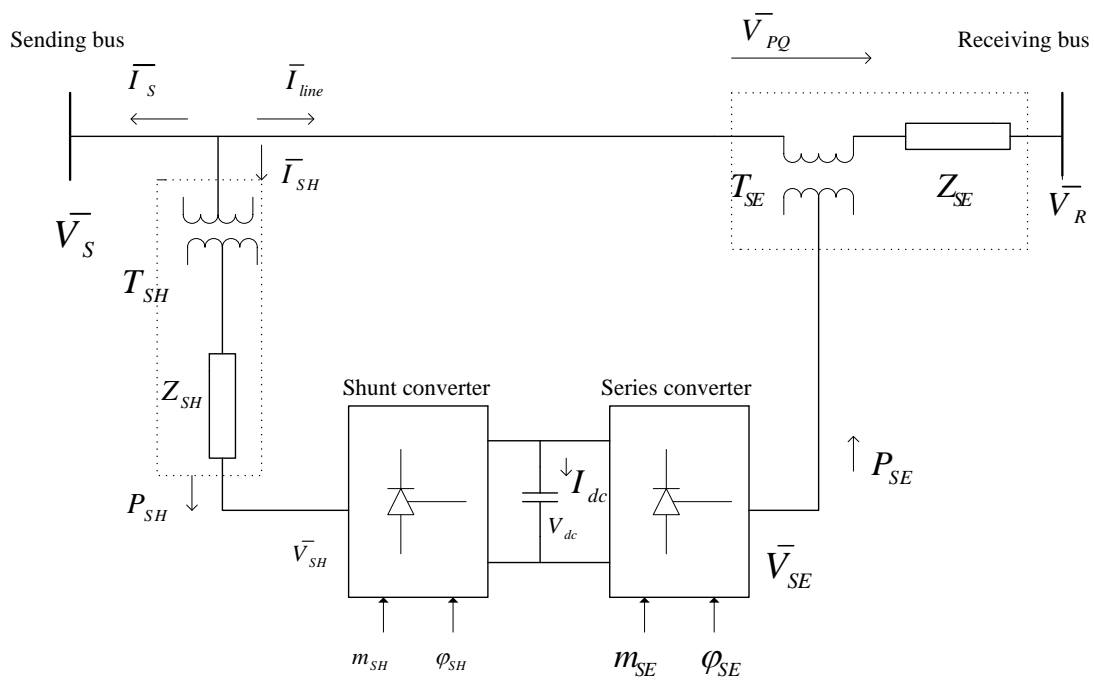
V_{DC} ولتاژ ورودی مبدل است.



شکل (۱-۳) مبدل PWM (a) پایه تک فاز (b) شکل موج های PWM

۲-۲-۳ عملکرد و مفاهیم UPFC

UPFC ابزاری است که بین دو باس قرار می گیرد که به باس فرستنده و گیرنده UPFC معروفند. UPFC از دو مبدل منبع ولتاژ با یک اتصال DC به یکدیگر متصل هستند. شکل (۲-۳) یک UPFC را نشان می دهد. در مدل فرکانس اصلی VSC ها را با یک منبع ولتاژ وابسته مدل می شود [۵۲].



شکل (۲-۳) مدل فرکانس اصلی UPFC

منبع ولتاژ در باس فرستنده به صورت موازی بسته شده است بنابراین به آن منبع ولتاژ موازی گفته می شود. منبع دوم که منبع ولتاژ سری نامیده می شود که بین باس فرستنده و گیرنده به صورت سری قرار دارد.

UPFC در خطوط انتقال فشار قوی نصب می شود ، به همین منظور در مرحله اتصال به خطوط انتقال از ترانسفورماتور استفاده می شود که ادوات الکترونیک قدرت قابل استفاده باشد. برای VSC ها روابط زیر برای اندازه و ولتاژهای تزریقی سری و موازی به دست می آید.

$$v_{SH} = m_{SH} \frac{v_{DC}}{2\sqrt{2}n_{SH}v_B} \quad (3-3)$$

$$v_{SE} = m_{SE} \frac{v_{DC}}{2\sqrt{2}n_{SE}v_B}$$

که در آن

m_{SH} : ضریب مدولاسیون دامنه مبدل منبع ولتاژ موازی

m_{SE} : ضریب مدولاسیون دامنه مبدل منبع ولتاژ سری

n_{SH} : ضریب سیم پیچ ترانس موازی

n_{SE} : ضریب سیم پیچ ترانس سری

v_B : ولتاژ مبنا در سیستم انتقال

v_{DC} : ولتاژ خازن اتصال DC

زاویه فاز \bar{V}_{SH} و \bar{V}_{SE} عبارتند از

$$\delta_{SH} = \angle(\delta_s - \phi_{SH})$$

$$\delta_{SE} = \angle(\delta_s - \phi_{SE}) \quad (4-3)$$

ϕ_{SH} : زاویه فاز سیگنال مرجع مبدل موازی به نسبت زاویه فاز باس فرستنده

ϕ_{SE} : زاویه فاز سیگنال مرجع مبدل سری به نسبت زاویه فاز باس فرستنده

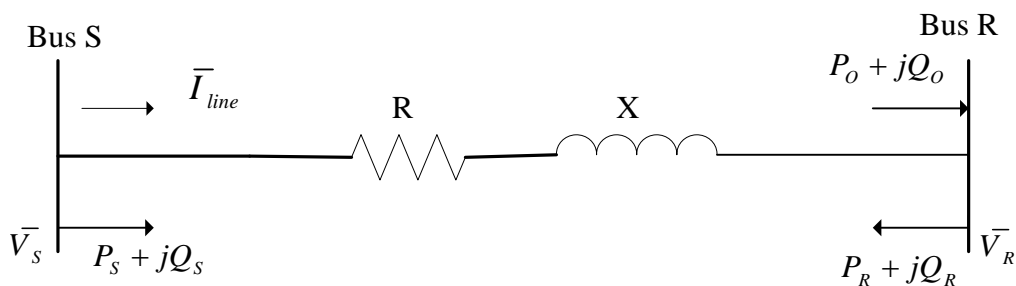
مبدل سری، ولتاژ $\bar{V}_{SE} = V_{SE} \angle (\delta_S - \phi_{SE})$ را به خط انتقال به صورت سری تزریق می کند. اندازه ولتاژ سری در بازه $0 \leq V_{SE} \leq V_{SEMAX}$ و زاویه فاز آن در بازه $0 \leq \phi_{SE} \leq 360^\circ$ تغییر می کند. مبدل موازی به میزانی ولتاژ تزریق می کند که مولفه حقیقی جریان موازی توان حقیقی مورد نیاز مبدل سری را تامین کند. توان حقیقی می تواند آزادانه بین دو طرف مبادله شود ولی توان راکتیو نمی تواند از اتصال dc عبور کند. توان راکتیو توسط هر کدام از مبدل ها جداگانه تولید یا جذب می شود. مبادله توان راکتیو توسط مبدل موازی به گونه ای است که به طور مستقل توان راکتیو را جبران می کند. اگر ولتاژ تزریقی موازی به گونه ای باشد که با تولید جریان موازی راکتیو ولتاژ باس فرستنده را در مقدار معین ثابت نگه دارد، در این صورت مبدل موازی در حالت کنترل اتوماتیک قرار دارد. مبدل موازی می تواند در مد کنترل وار نیز باشد که در آن صورت جریان موازی می تواند به گونه ای باشد که وار خازنی یا سلفی مورد نیاز را فراهم کند.

در مرجع [۶۶] روشی برای حذف خازن DC پیشنهاد شده است. در این روش مبدل موازی UPFC به عنوان یکسوساز جریان عمل می کند که جریان و ولتاژ DC ثابت در بین مبدل های سری و موازی تولید می کند.

۳-۲-۳ انتقال توان روی خط انتقال

در این بخش انتقال توان بر روی خطوط انتقال، بین دو باس S و R (باس های گیرنده و فرستنده) شکل (۳-۳) به طور مختصر بیان می گردد. برای سیستم نشان داده شده در این شکل ولتاژ باس ها عبارتند از

$$\bar{V}_S = V_S \angle \delta_S \quad \text{و} \quad \bar{V}_R = V_R \angle \delta_R \quad \text{و} \quad \bar{I}_{line} \text{ جریان فازوری خط و } R \text{ و } X \text{ پارامتر های خط هستند.}$$



شکل (۳-۳) مدل یک خط انتقال

توان مختلط تزریق شده توسط باس فرستنده به صورت زیر است

$$S_S = P_S + jQ_S = \bar{V}_S \bar{I}_{line}^* \quad (۵-۳)$$

(*) علامت مقدار مزدوج مختلط است.

با نوشتن قانون اهم در خط انتقال داریم

$$\bar{I}_{line} = \frac{\bar{V}_S - \bar{V}_R}{R + jX} = (\bar{V}_S - \bar{V}_R)(G + jB) \quad (۶-۳)$$

که در آن $G = \frac{R}{R^2 + X^2}$ کندکتانس خط و $B = \frac{-X}{R^2 + X^2}$ سوسپتانس خط است.

با مزدوج گرفتن از رابطه (۵-۳) و قرار دادن آن در رابطه (۶-۳) رابطه زیر به دست می آید

$$S_S^* = P_S - jQ_S = (\bar{V}_S^* - \bar{V}_R^*)(G + jB) \quad (۷-۳)$$

اگر قضیه اویلر را به این رابطه اعمال کنیم

$$\bar{V}_S^* \bar{V}_R = V_S \angle -\delta_S V_R \angle \delta_R = V_S V_R \angle -(\delta_S - \delta_R) = V_S V_R (\cos(\delta_S - \delta_R) - j \sin(\delta_S - \delta_R)) \quad (۸-۳)$$

با جدا کردن قسمت های حقیقی و موهومی ، توان های اکتیو و راکتیو باس فرستنده به دست می آید.

$$\begin{aligned} P_S &= V_S^2 G - V_S V_R G \cos(\delta_S - \delta_R) - V_S V_R B \sin(\delta_S - \delta_R) \\ Q_S &= -V_S^2 B - V_S V_R G \sin(\delta_S - \delta_R) + V_S V_R B \cos(\delta_S - \delta_R) \end{aligned} \quad (۹-۳)$$

به صورت مشابه توان های دریافت شده توسط باس گیرنده به صورت زیر خواهد بود

$$\begin{aligned}
 P_O = -P_R &= -V_R^2 G + V_R V_S G \cos(\delta_S - \delta_R) - V_R V_S B \sin(\delta_S - \delta_R) \\
 Q_O = -Q_R &= V_R^2 B - V_S V_R G \sin(\delta_S - \delta_R) - V_S V_R B \cos(\delta_S - \delta_R)
 \end{aligned}
 \quad (10-3)$$

توان های تلف شده در خط به صورت زیر خواهد بود

$$\begin{aligned}
 P_L = P_S - (-P_R) &= (V_S^2 + V_R^2)G - 2V_S V_R G \cos(\delta_S - \delta_R) \\
 Q_L = Q_S - (-Q_R) &= -(V_S^2 + V_R^2)B + 2V_S V_R B \sin(\delta_S - \delta_R)
 \end{aligned}
 \quad (11-3)$$

در اغلب خطوط انتقال $X \ll R$ است بنابراین G اغلب قابل صرف نظر کردن است و B به صورت تقریبی

برابر $B = \frac{-1}{X}$ در نظر می گیرند با توجه به این تقریب توان حقیقی باس ها به صورت زیر در می آیند

$$P_S = -P_R = -V_S V_R B \sin(\delta_S - \delta_R) = \frac{V_S V_R}{x} \sin(\delta_S - \delta_R) = \frac{V_S V_R}{x} \sin \delta = P_O(\delta) \quad (12-3)$$

که در آن $\delta = \delta_S - \delta_R$ است که زاویه بار^{۱۶} نامیده می شود.

روابط توان راکتیو به صورت زیر خواهد بود

$$\begin{aligned}
 Q_S &= -V_S^2 B + V_S V_R B \cos(\delta_S - \delta_R) = \frac{V_S^2 - V_S V_R \cos(\delta_S - \delta_R)}{X} \\
 Q_R &= V_R^2 B - V_S V_R B \cos(\delta_S - \delta_R) = \frac{-V_S^2 + V_S V_R \cos(\delta_S - \delta_R)}{x} = Q_O(\delta)
 \end{aligned}
 \quad (13-3)$$

با توجه به معادله (۱۲-۳) متوجه می شویم که مقدار توان حقیقی انتقال یافته به روش های زیر افزایش می یابد.

- افزایش اندازه ولتاژ در پایانه ها (نقش ولتاژ)
- کاهش راکتانس خط (اثر امپدانس خط)
- افزایش زاویه بار^{۱۷}

¹⁶ Load Angle

¹⁷ Phase Shifting

جهت انتقال توان، توسط علامت زاویه بار تعیین می شود. زاویه بار مثبت باعث انتقال توان از باس فرستنده به گیرنده و زاویه بار منفی بیانگر انتقال توان از باس گیرنده به فرستنده است.

در حالت کلی می توان گفت در انتقال توان چهار پارامتر V_S ، V_R ، X و δ موثر هستند. برای درک بهتر می توان معادلات (۳-۱۲) و (۳-۱۳) را به صورت زیر با هم ترکیب کرد.

$$(P_o(\delta))^2 + (Q_o(\delta) + \frac{V_R^2}{X})^2 = (\frac{V_S V_R}{X})^2 \quad (۳-۱۴)$$

این عبارت معادله یک دایره است که مرکز آن $(0, -\frac{V_R^2}{X})$ و شعاع آن $\frac{V_S V_R}{X}$ است.

این معادله رابطه بین توان اکتیو و راکتیو دریافت شده در باس گیرنده را با پارامترهای چهارگانه را نشان می دهد.

به صورت مشابه رابطه بین توان اکتیو و راکتیو فرستاده شده توسط باس فرستنده به صورت زیر خواهد بود.

$$P_s(\delta)^2 + (Q_s(\delta) - \frac{V_S^2}{X})^2 = (\frac{V_S V_R}{X})^2 \quad (۳-۱۵)$$

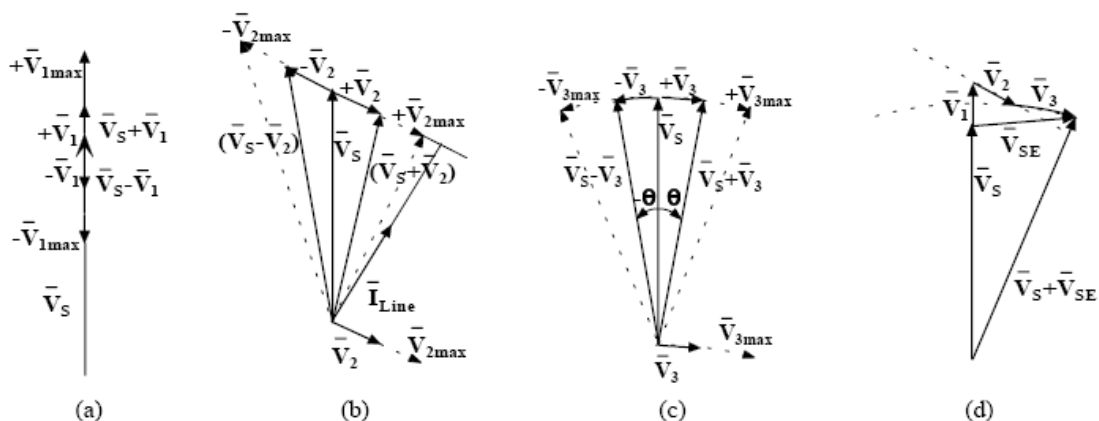
میانگین توان راکتیو انتقال یافته به صورت زیر تعریف می شود:

$$Q_{SR} = \frac{Q_S - Q_R}{2} = -\frac{V_S^2 - V_R^2}{2} B = \frac{V_S^2 - V_R^2}{2X} \quad (۳-۱۶)$$

با توجه به رابطه (۴-۱۶) متوجه می شویم که اندازه ولتاژ باس ها و راکتانس خط بر روی توان راکتیو انتقالی موثر هستند. اگر اندازه هر دو ولتاژ برابر باشد، هر باس نصف توان راکتیو مصرفی خط را تزریق خواهند کرد.

۳-۲-۴ مبدل سری UPFC

UPFC می تواند تمامی پارامترهای موثر بر انتقال توان بر روی خط را به صورت همزمان یا مستقل از هم، کنترل می کند. این مطلب در دیاگرام فازوری زیر روشن شده است [۴۳].



شکل (۳-۴) دیاگرام فازوری مبدل سری UPFC [۴۳]

حالت تنظیم ولتاژ در شکل (a-۳-۴) نشان داده شده است. اندازه ولتاژ باس فرستنده \bar{V}_s توسط ولتاژ تزریقی \bar{V}_1 افزایش (یا کاهش) می یابد. این حالت زمانی اتفاق می افتد که \bar{V}_1 هم فاز (یا با 180° درجه اختلاف فاز) با ولتاژ \bar{V}_s باشد. در این حالت رفتار مبدل مانند یک ترانسفورماتور افزایشدهنده (کاهنده) است.

جبران سازی سری توان راکتیو در شکل (b-۳-۴) نشان داده شده است. این حالت با تزریق یک ولتاژ \bar{V}_2 با دامنه V_{2MAX} که عمود بر \bar{I}_{line} است، به دست می آید. اگر \bar{V}_2 به اندازه 90° درجه از \bar{I}_{line} پس فاز باشد (پیش فاز باشد) افت ولتاژ روی راکتانس خط کاهش می یابد (افزایش می یابد).

با تزریق \bar{V}_3 با دامنه V_{3MAX} ، می توان فاز \bar{V}_s را به اندازه $\pm\theta$ تغییر داد، این حالت در شکل (c-۳-۴) نشان داده شده است. در حالی که اندازه \bar{V}_s تغییر نکند.

کنترل همزمان ولتاژ ترمینال، امپدانس خط و زاویه بار به UPFC این امکان را می دهد که انتقال توان را به صورت چندجانبه کنترل کند. برای این حالت اندازه و فاز ولتاژ سری تزریقی $\bar{V}_{SE} = \bar{V}_1 + \bar{V}_2 + \bar{V}_3$ در شکل (d-۳-۴) آمده است.

بنابراین مبدل سری UPFC می تواند در چهار حالت زیر کار کند:

- تزریق ولتاژ هم راستا
- جبران سازی امپدانس خط
- تنظیم زاویه بار
- کنترل اتوماتیک انتقال توان

۳-۳ مدل سازی UPFC

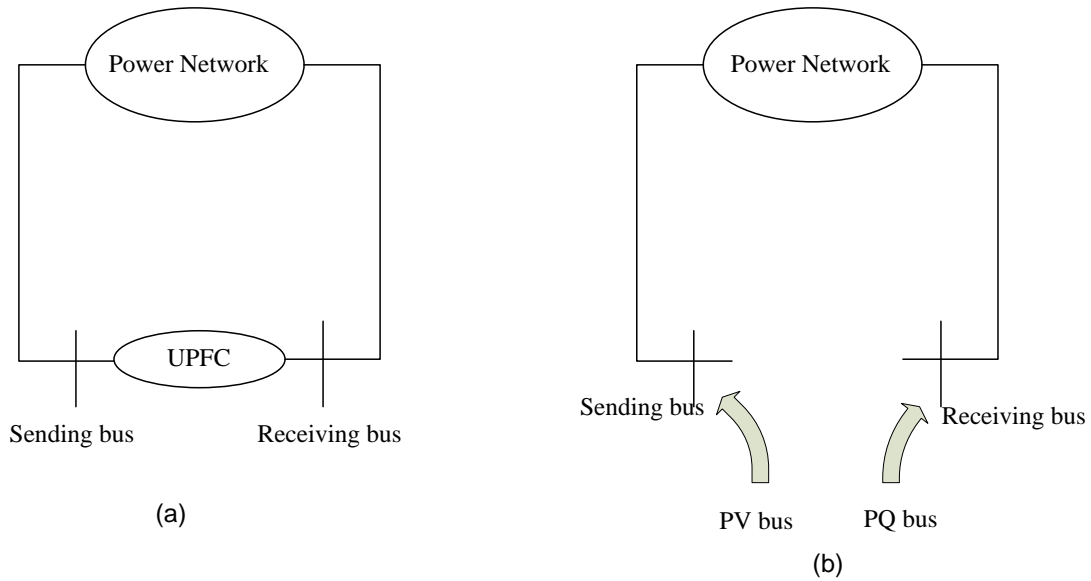
به منظور شبیه سازی سیستم های قدرت دارای UPFC باید مدل حالت دائم و دینامیکی UPFC در دسترس باشد. این مدل نیز باید به مدل شبکه قدرت متصل گردد. در این قسمت مدل سازی و ارتباط دهی UPFC با شبکه قدرت توضیح داده می شود. این مدل برای مطالعات سیگنال کوچک و طراحی کنترل کننده میرایی بسیار مفید است.

۱-۳-۳ مدل پخش بار UPFC

برای عملکرد حالت دائم ، ولتاژ اتصال DC در مقدار معینی ثابت در نظر گرفته می شود. اگر اتصال DC در UPFC بدون تلفات فرض شود توان اکتیو مورد نیاز مبدل سری $P_{SE} = \text{Re}(\bar{V}_{SE} \bar{I}_{Line}^*)$ توسط مبدل موازی $P_{SH} = \text{Re}(\bar{V}_{SH} \bar{I}_{SH}^*)$ تامین می شود، لذا داریم:

$$P_{SH} = P_{SE} \quad (۱۷-۳)$$

در مورد پخش بار مورد بحث فرض می شود که با عملکرد UPFC، (۱) توان اکتیو و راکتیو از باس فرستنده خارج می شوند. (۲) اندازه ولتاژ باس فرستنده در مقدار مشخص خود ، ثابت است [۴۷]. در این حالت UPFC به صورت یک ژنراتور در باس فرستنده خود (این باس، باس کنترل شده با ولتاژ در نظر گرفته می شود.) و یک بار در باس گیرنده خود (این باس ، باس بار در نظر گرفته می شود.) مدل می شود، شکل (۳-۵).



شکل (۳-۵) شبکه با UPFC (a) شمای کلی (b) مدل پخش بار

برای حل پخش بار در شبکه قدرت دارای UPFC یک روش تکراری نیاز است. توان مورد نیاز در باس گیرنده به عنوان توان اکتیو و راکتیو آن باس در نظر گرفته می شود. توان اکتیو تزریق شده به باس؛ کنترل شده با ولتاژ در الگوریتم پخش بار مقدار ثابتی در نظر گرفته می شود تا توان راکتیو به منظور مقدار معین اندازه ولتاژ در آن به دست آید. اگر UPFC در سیستم باشد، توان حقیقی تزریق شده به باس فرستنده به صورت واقعی در دسترس نیست. مقدار اولیه این توان برابر مقدار توان حقیقی باس دریافت کننده در نظر گرفته می شود.

توان مختلط باس فرستنده عبارت است از :

$$\bar{S}_S = \bar{V}_S \bar{I}_S^* \quad (18-3)$$

با توجه به شکل (۳-۲) می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \bar{V}_S &= \bar{V}_{SH} + \bar{V}_{ZSH} \\ \bar{V}_{ZSH} &= \bar{I}_{SH} Z_{SH} \\ \bar{I}_S &= -\bar{I}_{SH} - \bar{I}_{Line} \end{aligned} \quad (19-3)$$

در نتیجه

$$\begin{aligned}
S_S &= (\bar{V}_{SH} + \bar{V}_{ZSH})(-\bar{I}_{SH} - \bar{I}_{Line})^* = \\
&= -\bar{V}_{SH} \bar{I}_{SH}^* - Z_{SH} I_{SH}^2 - \bar{V}_{SH} \bar{I}_{Line}^* - Z_{SH} \bar{I}_{SH} \bar{I}_{Line}^*
\end{aligned} \tag{۲۰-۳}$$

با محاسبه جریان خط توسط ولتاژ باس و توان انتقالی در باس دریافت کننده در پخش بار

$$\bar{I}_{Line} = -\frac{S_R^*}{\bar{V}_R^*} \tag{۲۱-۳}$$

رابطه بالا اجازه می دهد که ولتاژ تزریقی سری محاسبه شود

$$\begin{aligned}
\bar{V}_{SE} &= \bar{I}_{Line} Z_{SE} + \bar{V}_R - \bar{V}_S \\
P_{SE} &= \text{Re}(\bar{V}_{SE} \bar{I}_{Line}^*)
\end{aligned} \tag{۲۲-۳}$$

اگر قسمت حقیقی رابطه (۲۰-۳) را به دست بیاوریم و با توجه به روابط قبلی

$$P_S = -P_{SE} + \text{Re}(-Z_{SH} I_{SH}^2 - \bar{V}_{SH} \bar{I}_{Line}^* - Z_{SH} \bar{I}_{SH} \bar{I}_{Line}^*) \tag{۲۳-۳}$$

۲-۳-۳ مدل دینامیکی UPFC

برای مطالعات پایداری ، دینامیک اتصال DC بین دو مبدل باید در نظر گرفته شود و رابطه (۱۷-۳) به کار نمی رود. در این حالت خازن DC با سیستم انرژی مبادله خواهد کرد و ولتاژ آن متغیر خواهد بود.

مدل دینامیکی در این حالت توسط رابطه زیر به دست می آید [۵۱-۵۲].

$$CV_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = S_B (P_{SH} - P_{SE}) \tag{۲۴-۳}$$

نکته قابل توجه در رابطه بالا این است که پارامترهای اتصال DC مقدار واقعی خود را دارند در حالی که

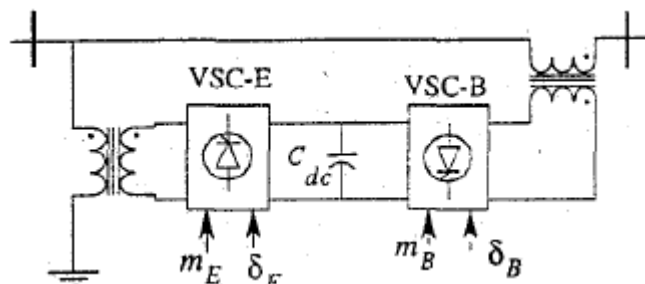
پارامترهای دیگر پریونیت هستند. (S_B توان مبنای سیستم است).

۳-۳-۳ مدل فضای حالت UPFC (مدل نبوی نیاکی)

در سال ۱۹۹۶ مدل فضای حالت برای UPFC توسط دکتر علی نبوی نیاکی ارائه گردید [۴۷]. این مدل دقیق ترین مدل برای UPFC است که با در نظر عملکرد اینورترها به دست آمده است. به علت جامعیت این مدل از آن زمان به بعد در اغلب مطالعات معتبر مورد استناد و استفاده قرار گرفته است.

این مدل، رفتار حالت دائم یا همان مدل پخش بار و نیز حالت گذرای UPFC را کاملاً توصیف می کند. به همین جهت از این مدل در مطالعات پخش بار، پایداری و دینامیک سیستم استفاده می شود.

شکل (۳-۶) نشان دهنده مدار قدرت یک UPFC است که از دو ترانسفورماتور، یکی ترانسفورماتور تحریک^{۱۸} یا ترانسفورماتور موازی (ET) و دیگری ترانسفورماتور تقویت کننده^{۱۹} یا سری (BT)؛ و دو مبدل سه فاز منبع ولتاژ (VSC) مبتنی بر GTO و یک خازن اتصال DC تشکیل شده است. در این شکل m و δ به ترتیب نشان دهنده ضریب مدولاسیون دامنه و زاویه اولیه سیگنال مرجع هر کدام از مبدل ها هستند.

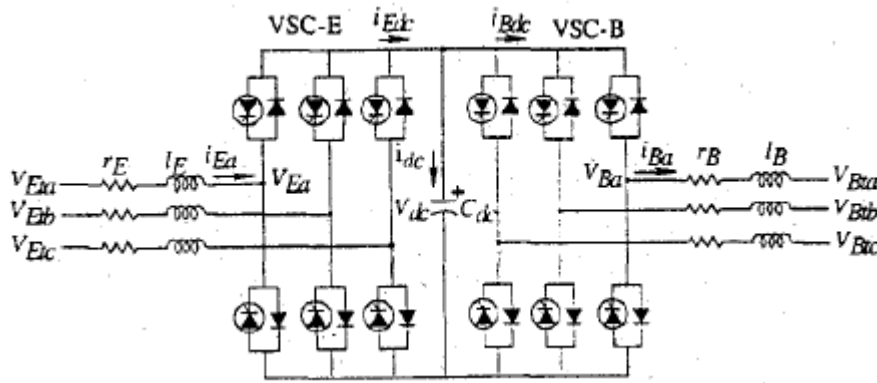


شکل (۳-۶) نمای شماتیک UPFC [۴۷]

شکل (۳-۷) جزئیات مدار سه فاز مبدل ها و ترانسفورماتورها را نشان می دهد. هر ترانسفورماتور در هر فاز با یک سلف و یک مقاومت مدل شده است و با هر GTO یک دیود به صورت معکوس موازی شده است.

¹⁸ Excitation Transformer

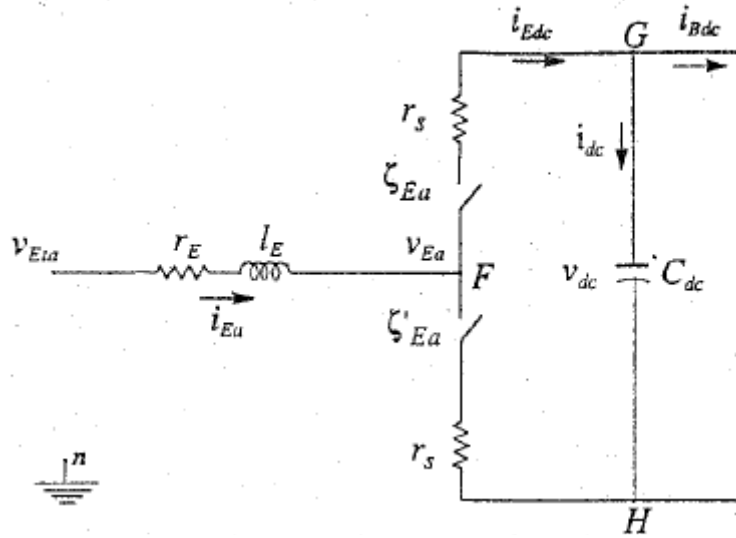
¹⁹ Booster Transformer



شکل (۷-۳) مدار سه فاز UPFC [۴۷]

برای سیستم های ولتاژ بالا استفاده از GTO اقتصادی است و فرکانس کلیدزنی آن به کم تر از صد هرتز محدود می باشد. در کار ارائه شده روش کنترل تریستورها روش مدولاسیون عرض پالس (PWM) است. در کارهای عملی برای کاهش هزینه ها و عملکرد بهینه مبدل ها از روش های مبتنی بر PWM، نظیر روش فضای برداری استفاده می کنند.

برای به دست آوردن مدل نهایی، ابتدا مدار تکفاز (فاز a) قسمت تحریک را در نظر می گیریم. r_E و l_E نشان دهنده مقاومت و اندوکتانس ترانس تحریک هستند. K_{Ea} و K'_{Ea} سوئیچ ها را در فاز a نشان می دهند. تلفات هر سوئیچ با r_S مدل شده است. S_{Ea} و S'_{Ea} توابع وضعیت هر کدام از سوئیچ ها تعریف می شوند. S_{Ea} و S'_{Ea} بر حسب وضعیت کلید مربوطه مقدار صفر یا یک را به خود می گیرند. از آنجاکه در یک ستون کلیدها متمم یکدیگرند بنابراین داریم:



شکل (۸-۳) مدار معادل ترانس تحریک و مبدل برای فاز a [۴۷]

$$S_{Ea} + S'_{Ea} = 1 \quad (۲۵-۳)$$

با توجه به توضیحات بالا و شکل (۸-۳) خواهیم داشت

$$l_E \left(\frac{di_{Ea}}{dt} \right) + r_E i_{Ea} = v_{Eta} - v_{Ea} \quad (۲۶-۳)$$

۹

$$v_{Ea} = v_{FH} + v_{Hn} \quad (۲۷-۳)$$

هنگامی که ζ_{Ea} روشن است $S_{Ea} = 1$ و $S'_{Ea} = 0$ آنگاه

$$v_{FH} = (i_{Ea} r_s + v_{dc}) S_{Ea} \quad (۲۸-۳)$$

هنگامی که ζ_{Ea} خاموش است $S_{Ea} = 0$ و $S'_{Ea} = 1$ آنگاه

$$v_{FH} = (i_{Ea} r_s) S'_{Ea} \quad (۲۹-۳)$$

با توجه به سه رابطه بالا داریم

$$v_{FH} = (i_{Ea} r_s + v_{dc}) S_{Ea} + (i_{Ea} r_s) S'_{Ea} \quad (۳۰-۳)$$

با توجه به همه روابط ذکر شده خواهیم داشت

$$l_E \left(\frac{di_{Ea}}{dt} \right) = -R_E i_{Ea} - (v_{dc} S_{Ea} + v_{Hn}) + v_{Ea} \quad (31-3)$$

که در آن $R_E = r_E + r_s$ است.

روابط مشابه رابطه (31-3) برای فازهای b و c نیز به دست می آید. از آنجا که در سیستم ما $i_{Ea} + i_{Eb} + i_{Ec} = 0$ و $v_{Eta} + v_{Etb} + v_{Etc} = 0$ است، می توان v_{Hn} را بر حسب وضعیت سوئیچ های سه فاز نوشت.

$$v_{Hn} = \left(\frac{-v_{dc}}{3} \right) \sum_{i=a,b,c} S_{Ei} \quad (32-3)$$

با قرار دادن رابطه (32-3) در رابطه (31-3) برای فاز a داریم

$$l_E \left(\frac{di_{Ea}}{dt} \right) = -R_E i_{Ea} - v_{dc} S_{Ea} + \left(\frac{v_{dc}}{3} \right) \sum_{i=a,b,c} S_{Ei} + v_{Eta} \quad (33-3)$$

روابط مشابهی برای فاز های b و c می توان نوشت.

با توجه به اصول PWM تابع عملکرد سوئیچ ها یک تابع پریودیک است که سری فوریه آن به صورت زیر نوشته می شود

$$S_{Ea} = a_0 + \sum_n b_n \cos(n\omega t) \quad (34-3)$$

که در آن فرکانس سوئیچینگ و $a_0 = \bar{d}_{Ea}$ و $b_n = (-1)^n \left(\frac{2}{n\pi} \right) \sin(n\pi \bar{d}_{Ea})$ است و d_{Ea} بر حسب پارامترهای اینورتر تعیین می شود.

به این ترتیب ما می توانیم ولتاژ اینورتر را بر حسب فرکانس ω و پارامتر های m و δ به دست بیاوریم

$$v_{Ea} = \left(\frac{m_E v_{dc}}{2} \right) \cos(\omega t - \delta_E) = A_E \cos \theta_E \quad (35-3)$$

با شیفت دادن رابطه (۳-۳۵) به اندازه های $2\pi/3$ و $4\pi/3$ می توان ولتاژهای فازهای دیگر را نیز به دست آورد.

$$\begin{aligned} v_{Eb} &= \left(\frac{m_E v_{dc}}{2}\right) \cos(\omega t - \delta_E - 2\pi/3) = A_E \cos(\theta_E - 2\pi/3) \\ v_{Ec} &= \left(\frac{m_E v_{dc}}{2}\right) \cos(\omega t - \delta_E - 4\pi/3) = A_E \cos(\theta_E - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (3-36)$$

با توجه به نتایج اخیر رابطه (۳-۲۶) را دوباره می نویسیم

$$l_E \left(\frac{di_{Ea}}{dt}\right) = -R_E i_{Ea} - A_E \cos \theta_E + v_{Ea} \quad (3-37)$$

برای دو فاز دیگر نیز مشابه این رابطه نوشته می شود.

تمام این مراحل را برای مبدل تقویت کننده (سری) نیز انجام می دهیم تا در نهایت رابطه اساسی زیر به دست آید:

$$L \left(\frac{di}{dt}\right) = -Ri + Q + v \quad (3-38)$$

که در آن:

$$L = \begin{bmatrix} l_E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_E & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_B \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_E & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_B \end{bmatrix}$$

$$i = \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Eb} \\ i_{Ec} \\ i_{Ba} \\ i_{Bb} \\ i_{Bc} \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} -v_{Ea} \\ -v_{Eb} \\ -v_{Ec} \\ v_{Ba} \\ v_{Bb} \\ v_{Bc} \end{bmatrix}, \quad v = \begin{bmatrix} v_{Eta} \\ v_{Etb} \\ v_{Etc} \\ -v_{Bta} \\ -v_{Btb} \\ -v_{Btc} \end{bmatrix}$$

معکوس ماتریس L را به طرفین رابطه (۳۸-۳) ضرب کرده و در نتیجه رابطه (۳۹-۳) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ea} \\ \dot{i}_{Eb} \\ \dot{i}_{Ec} \\ \dot{i}_{Ba} \\ \dot{i}_{Bb} \\ \dot{i}_{Bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_E}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_E}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_E}{l_E} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_B}{l_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_B}{l_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_B}{l_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Eb} \\ i_{Ec} \\ i_{Ba} \\ i_{Bb} \\ i_{Bc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{l_E} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Eta} - v_{Ea} \\ v_{Etb} - v_{Eb} \\ v_{Etc} - v_{Ec} \\ -v_{Bta} + v_{Ba} \\ -v_{Btb} + v_{Bb} \\ -v_{Btc} + v_{Bc} \end{bmatrix} \quad (39-3)$$

با توجه به روابط (۳۵-۳) و (۳۶-۳) ولتاژهای مبدل‌ها را می‌توان بر حسب ولتاژ خازن (v_{dc}) و متغیرهای

اینورتر بیان کرد.

از طرفی برای ولتاژ خازن داریم

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_{dc}}\right) i_{dc} \quad (40-3)$$

جریان خازن (i_{dc}) را نیز می توان برحسب جریان مبدل ها به دست آورد

$$i_{dc} = i_{Edc} - i_{Bdc} = \sum_{j=a,b,c} (i_{Ej} d_{Ej} - i_{Bj} d_{Bj}) \quad (41-3)$$

که داریم

$$\begin{aligned} i_{dc} = i_{Edc} - i_{Bdc} = & i_{Ea} \left(\frac{m_E}{2} \cos(\omega t - \delta_E)\right) + i_{Eb} \left(\frac{m_E}{2} \cos\left(\omega t - \delta_E - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ & + i_{Ec} \left(\frac{m_E}{2} \cos\left(\omega t - \delta_E - \frac{4\pi}{3}\right)\right) - i_{Ba} \left(\frac{m_B}{2} \cos(\omega t - \delta_B)\right) - i_{Bb} \left(\frac{m_B}{2} \cos\left(\omega t - \delta_B - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ & - i_{Bc} \left(\frac{m_B}{2} \cos\left(\omega t - \delta_B - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (3)$$

(42)

اکنون می توانیم مدل فضای حالت را برای UPFC به دست آوریم. به عبارت دیگر می خواهیم معادلات را به فرم $\dot{X} = AX + BU$ بنویسیم. جریان مبدل ها و ولتاژ اتصال DC به عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته می شود. در این مدل بردار حالت به صورت زیر بیان می شود.

$$X = \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Eb} \\ i_{Ec} \\ i_{Ba} \\ i_{Bb} \\ i_{Bc} \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad (43-3)$$

بردار ورودی فضای حالت یا ولتاژ ترانسفورماتورهای سری و موازی به عنوان ورودی UPFC به صورت زیر در نظر گرفته می شوند.

$$U = \begin{bmatrix} v_{Eta} \\ v_{Etb} \\ v_{Etc} \\ -v_{Bta} \\ -v_{Btb} \\ -v_{Btc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۴۴-۳)$$

همچنین با توجه به روابط به دست آمده، ماترس های A و B به صورت زیر بیان می شوند.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 \cos \theta_E \\ 0 & -\frac{R_E}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 \cos(\theta_E - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & -\frac{R_E}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 \cos(\theta_E - \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_B}{l_B} & 0 & 0 & 0 & k_2 \cos \theta_B \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_B}{l_B} & 0 & 0 & k_2 \cos(\theta_B - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_B}{l_B} & 0 & k_2 \cos(\theta_B - \frac{4\pi}{3}) \\ k_3 \cos \theta_E & k_3 \cos(\theta_E - \frac{2\pi}{3}) & k_3 \cos(\theta_E - \frac{4\pi}{3}) & k_4 \cos \theta_B & k_4 \cos(\theta_B - \frac{2\pi}{3}) & k_4 \cos(\theta_B - \frac{4\pi}{3}) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{l_E} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{l_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \frac{\partial^2 \Omega}{\partial u^2} \quad (45-3)$$

که در آنها k_i ها به صورت زیر است

$$k_1 = -\frac{m_E}{2l_E}, \quad k_2 = \frac{m_B}{2l_B}, \quad k_3 = \frac{m_E}{2C}, \quad k_4 = -\frac{m_B}{2C}$$

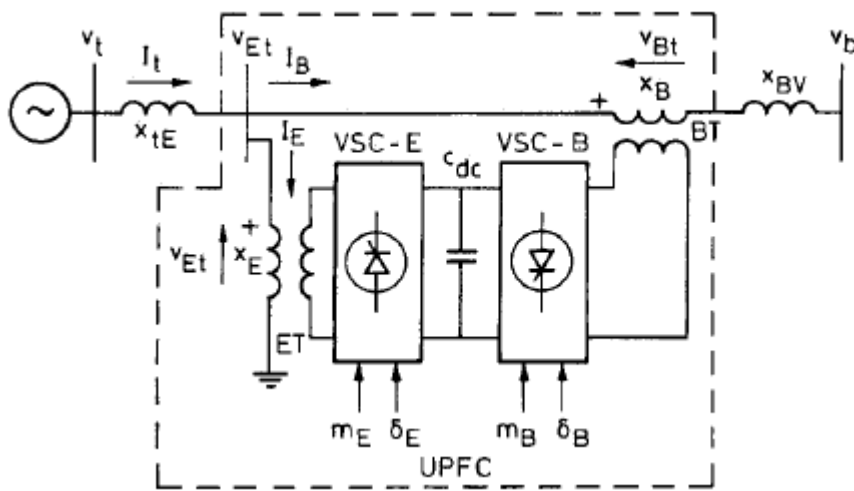
به این ترتیب معادله فضای حالت UPFC در حوزه سه فاز abc به دست می آید. این مدل می تواند در مطالعات کنترلی و دینامیکی و نیز تحلیل مقدار ویژه^{۲۰} به کار برده شود. از آنجا که در اغلب تحلیل ها به جای مدل سه فاز از مدل تبدیل پارک استفاده می کنند، می توان با اعمال این تبدیل مدل فضای حالت UPFC را در حوزه dqo به دست آورد. در این صورت ماتریس های متغیر حالت و ورودی سیستم به صورت زیر خواهد بود.

$$X_{dqo} = \begin{bmatrix} i_{Ed} \\ i_{Eq} \\ i_{Eo} \\ i_{Bd} \\ i_{Bq} \\ i_{Bo} \\ v_{dco} \end{bmatrix}, \quad U_{dqo} = \begin{bmatrix} v_{Etd} \\ v_{Etq} \\ v_{Eto} \\ v_{Btd} \\ v_{Btq} \\ v_{Bto} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (46-3)$$

²⁰ Eigenvalue

۳-۳-۴ مدل اتصال UPFC به سیستم قدرت (مدل Wang)

در سال ۱۹۹۹ ، Wang ، مدل خطی برای سیستم قدرت تک ماشین متصل به باس بینهایت که در آن UPFC نصب شده است ، ارائه کرده است [۶۷]. شکل (۳-۹) مجموعه مورد بحث را نشان می دهد.



شکل (۳-۹) سیستم قدرت که در آن UPFC نصب شده [۶۷]

ابتدا به معرفی پارامترهای به کار رفته در روابط آتی می پردازیم.

C_{DC} : اندازه خازن اتصال DC

D : ثابت میرایی

H : ثابت اینرسی

K_A : بهره سیستم کنترل ولتاژ

T_A : ثابت زمانی سیستم کنترل ولتاژ

T'_{do} : ثابت زمانی مدار باز ژنراتور در محور d

E_{fd} : ولتاژ تحریک ژنراتور

δ : زاویه بار

ω : سرعت زاویه ای

V_b : ولتاژ باس بینهایت

V_t : ولتاژ ترمینال ژنراتور

v_t : ولتاژ ترمینال ژنراتور

X_B : راکتانس ترانسفورماتور تقویت کننده یا سری

X_{Bv} : راکتانس خط انتقال

X_E : راکتانس ترانسفورماتور تحریک یا موازی

مدلی که در این کار برای UPFC استفاده شده مدل فضای حالت نبوی نیاکی است. معادلات حاکم بر UPFC به صورت زیر قبلاً به دست آمده است.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Ea}}{dt} \\ \frac{di_{Eb}}{dt} \\ \frac{di_{Ec}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_E}{l_E} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_E}{l_E} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_E}{l_E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Eb} \\ i_{Ec} \end{bmatrix} - \frac{m_E v_{dc}}{2l_E} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_E) \\ \cos(\omega t + \delta_E - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + \delta_E + 120^\circ) \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{l_E} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_E} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{l_E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Eta} \\ v_{Etb} \\ v_{Etc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Ba}}{dt} \\ \frac{di_{Bb}}{dt} \\ \frac{di_{Bc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_B}{l_B} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_B}{l_B} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_B}{l_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ba} \\ i_{Bb} \\ i_{Bc} \end{bmatrix} - \frac{m_B v_{dc}}{2l_B} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_B) \\ \cos(\omega t + \delta_B - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + \delta_B + 120^\circ) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{l_B} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_B} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{l_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Bta} \\ v_{Btb} \\ v_{Btc} \end{bmatrix}$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{m_E}{2C} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_E) & \cos(\omega t + \delta_E - 120^\circ) & \cos(\omega t + \delta_E + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Eb} \\ i_{Ec} \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{m_B}{2C} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_B) & \cos(\omega t + \delta_B - 120^\circ) & \cos(\omega t + \delta_B + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ba} \\ i_{Bb} \\ i_{Bc} \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

(47)

با بکارگیری تبدیل پارک و صرفنظر کردن از مقاومت ترانسفورماتورها معادله های (3-47) به صورت زیر خواهد شد.

$$\begin{bmatrix} v_{Etd} \\ v_{Etdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -x_E \\ x_E & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ed} \\ i_{Edq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m_E \cos \delta_E v_{dc}}{2} \\ \frac{m_E \sin \delta_E v_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{Etd} \\ v_{Etd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -x_E \\ x_E & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ed} \\ i_{Eq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m_E \cos \delta_E v_{dc}}{2} \\ \frac{m_E \sin \delta_E v_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3m_E}{4C} [\cos \delta_E \quad \sin \delta_E] \begin{bmatrix} i_{Ed} \\ i_{Eq} \end{bmatrix} + \frac{3m_B}{4C} [\cos \delta_B \quad \sin \delta_B] \begin{bmatrix} i_{Bd} \\ i_{Bq} \end{bmatrix} \quad (48-3)$$

معادلات دیفرانسیل غیر خطی مربوط به دینامیکی سیستم قدرت شکل (۳-۹) به صورت زیر است.

$$\begin{aligned} \dot{\delta} &= \omega_0 \omega \\ \dot{\omega} &= (P_m - P_e - D \omega) / M \\ \dot{E}'_q &= (-E'_q + E_{fd}) / T'_{do} \\ \dot{E}_{fd} &= -\frac{1}{T_A} E_{fd} + \frac{K_A}{T_A} (V_{t0} - V_t) \end{aligned} \quad (49-3)$$

با توجه به شکل (۳-۹) می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \bar{V}_t &= jx_{tE} \bar{I}_t + \bar{V}_{Et} \\ \bar{V}_{Et} &= \bar{V}_{Bt} + jx_{BV} \bar{I}_B + \bar{V}_b \end{aligned} \quad (50-3)$$

همچنین داریم

$$\begin{aligned} v_{dt} + jv_{qt} &= x_q (i_{Eq} + i_{Bq}) + j[E'_q - x'_d (i_{Ed} + i_{Bd})] \\ &= jx_{tE} (i_{Ed} + i_{Bd} + ji_{Eq} + ji_{Bq}) + v_{Etd} + jv_{Etq} \end{aligned} \quad (51-3)$$

و

$$v_{Etd} + jv_{Etq} = v_{Btd} + jv_{Btq} + jx_{BV} i_{Bd} - x_{BV} i_{Bq} + V_b \sin \delta + jV_b \cos \delta \quad (52-3)$$

با استفاده از رابطه های (۳-۴۸)، (۳-۵۱) و (۳-۵۲) معادلات زیر به دست می آیند

$$i_{Ed} = \frac{x_{BB}}{x_{d\Sigma}} E'_q - \frac{m_E \sin \delta_E v_{dc} x_{Bd}}{2x_{d\Sigma}} + \frac{x_{dE}}{x_{d\Sigma}} (V_b \cos \delta + \frac{m_B \sin \delta_B v_{dc}}{2})$$

$$i_{Eq} = \frac{m_E \cos \delta_E v_{dc} x_{Bq}}{2x_{q\Sigma}} - \frac{x_{qE}}{x_{q\Sigma}} \left(\frac{m_B \cos \delta_B v_{dc}}{2} + V_b \sin \delta \right)$$

$$i_{Bd} = -\frac{x_{dt}}{x_{d\Sigma}} (V_b \cos \delta + \frac{m_B \sin \delta_B v_{dc}}{2}) + \frac{x_{dE}}{x_{d\Sigma}} \frac{m_E \sin \delta_E v_{dc}}{2} - \frac{x_E}{x_{d\Sigma}} E'_q \quad (53-3)$$

$$i_{Bq} = -\frac{m_E \cos \delta_E v_{dc} x_{qE}}{2x_{q\Sigma}} + \frac{x_{qt}}{x_{q\Sigma}} \left(\frac{m_B \cos \delta_B v_{dc}}{2} + V_b \sin \delta \right)$$

در رابطه بالامتغیرهای زیر به کار رفته است:

$$x_{q\Sigma} = (x_q + x_{tE} + x_E)(x_B + x_{BV}) + x_E(x_q + x_{tE})$$

$$x_{Bq} = x_B + x_{BV} + x_q + x_{tE}$$

$$x_{qt} = x_q + x_{tE} + x_E, \quad x_{qE} = x_q + x_{tE}$$

$$x_{d\Sigma} = (x'_d + x_{tE} + x_E)(x_B + x_{BV}) + x_E(x'_d + x_{tE}) \quad (54-3)$$

$$x_{Bd} = x_B + x_{BV} + x'_d + x_{tE}$$

$$x_{dt} = x'_d + x_{tE} + x_E$$

$$x_{dE} = x'_d + x_{tE}, \quad x_{BB} = x_B + x_{BV}$$

با خطی کردن رابطه (49-3) رابطه زیر به دست می آید

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_0 \Delta \omega$$

$$\Delta \dot{\omega} = \frac{(-\Delta P_e - D \Delta \omega)}{M}$$

$$\Delta \dot{E}'_q = \frac{(-\Delta E_q + \Delta E_{fd})}{T'_{do}} \quad (55-3)$$

$$\Delta \dot{E}_{fd} = -\frac{1}{T_A} \Delta E_{fd} - \frac{K_A}{T_A} \Delta V_t$$

که در رابطه (55-3)، متغیرها به صورت زیر خطی شده اند.

$$\Delta P_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q + K_{pd} \Delta v_{dc} + K_{pe} \Delta m_E + K_{p\delta e} \Delta \delta_E + K_{pb} \Delta m_B + K_{p\delta b} \Delta \delta_B \quad (56-3)$$

$$\Delta E'_q = K_3 \Delta \delta + K_4 \Delta E'_q + K_{qd} \Delta v_{dc} + K_{qe} \Delta m_E + K_{q\delta e} \Delta \delta_E + K_{qb} \Delta m_B + K_{q\delta b} \Delta \delta_B \quad (57-3)$$

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q + K_{vd} \Delta v_{dc} + K_{ve} \Delta m_E + K_{p\delta e} \Delta \delta_E + K_{vb} \Delta m_B + K_{v\delta b} \Delta \delta_B \quad (58-3)$$

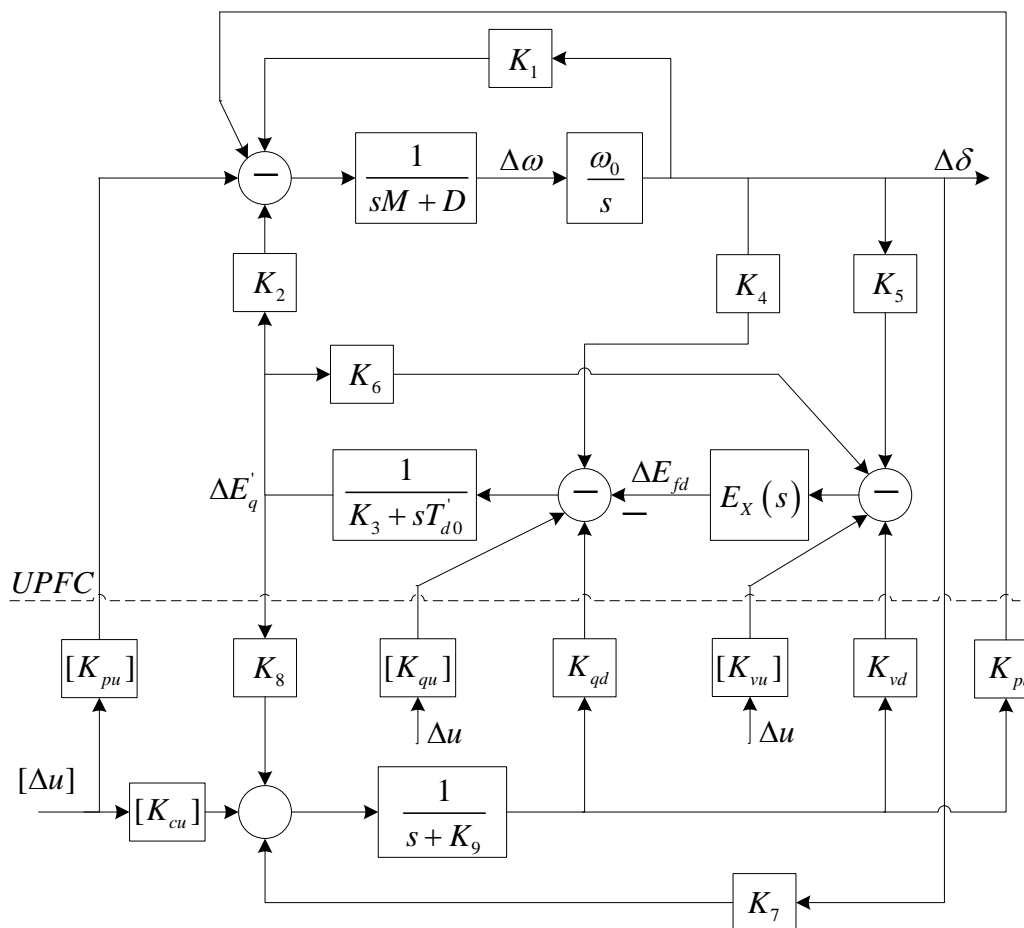
$$\Delta v_{dc} = K_7 \Delta \delta + K_8 \Delta E'_q + K_9 \Delta v_{dc} + K_{ce} \Delta m_E + K_{c\delta e} \Delta \delta_E + K_{cb} \Delta m_B + K_{c\delta b} \Delta \delta_B \quad (59-3)$$

با استفاده از معادلات (55-3) تا (59-3) معادلات حالت سیستم قدرت تک ماشینه متصل به باس بینهایت را که در آن UPFC نصب شده است به صورت زیر به دست می آید.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{E}'_{fd} \\ \Delta \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_1}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{k_2}{M} & 0 & -\frac{k_{pd}}{M} \\ -\frac{k_4}{T'_{do}} & 0 & -\frac{k_3}{T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} & -\frac{k_{qd}}{T'_{do}} \\ -\frac{k_A k_5}{T_A} & 0 & -\frac{k_A k_6}{T_A} & -\frac{1}{T_A} & -\frac{k_A k_{vd}}{T_A} \\ k_7 & 0 & k_8 & 0 & -k_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E'_{fd} \\ \Delta v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{pe}}{M} & -\frac{k_{p\delta e}}{M} & -\frac{k_{pb}}{M} & -\frac{k_{p\delta b}}{M} \\ -\frac{k_{qe}}{T'_{do}} & -\frac{k_{q\delta e}}{T'_{do}} & -\frac{k_{qb}}{T'_{do}} & -\frac{k_{q\delta b}}{T'_{do}} \\ -\frac{k_A k_{ve}}{T_A} & -\frac{k_A k_{v\delta e}}{T_A} & -\frac{k_A k_{vb}}{T_A} & -\frac{k_A k_{v\delta b}}{T_A} \\ k_{ce} & k_{c\delta e} & k_{cb} & k_{c\delta b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_E \\ \Delta \delta_E \\ \Delta m_B \\ \Delta \delta_B \end{bmatrix} \quad (60-3)$$

در رابطه (60-3) ، m_E ، δ_E ، m_B و δ_B پارامترهای UPFC هستند که به عنوان ورودی های سیستم در نظر گرفته شده اند. با انتخاب هر یک از این پارامترها، به عنوان کنترل کننده (Δu)، می توان سیستم را به منظوره های مختلف از جمله میرا کردن نوسانات فرکانس پایین کنترل کرد.

شکل (۳-۱۰) بلوک دیاگرام مدل خطی سیستم قدرتی که در آن UPFC نصب شده است را نشان می دهد. این مدل اساس کار ما در طراحی کنترل کننده میرایی برای UPFC خواهد بود.



شکل (۳-۱۰) بلوک دیاگرام سیستم قدرت همراه با UPFC [۶۷]

در این بلوک دیاگرام ورودی Δu می تواند یکی از پارامترهای $\Delta m_E, \Delta \delta_E, \Delta m_B, \Delta \delta_B$ را اختیار کند.

در این صورت برحسب این که UPFC توسط کدام ورودی کنترل می شود (Δu کدام است)، پارامترهای K_{pu}

، K_{qu}, K_{vu} و K_{cu} به صورت زیر تعریف می شوند.

$$[K_{pu}] = [K_{pe} \quad K_{p\delta e} \quad K_{pb} \quad K_{p\delta b}]$$

$$[K_{vu}] = [K_{ve} \quad K_{v\delta e} \quad K_{vb} \quad K_{v\delta b}]$$

$$[K_{qu}] = [K_{qe} \quad K_{q\delta e} \quad K_{qb} \quad K_{q\delta b}]$$

$$[K_{cu}] = [K_{ce} \quad K_{c\delta e} \quad K_{cb} \quad K_{c\delta b}]$$

۳-۴ کنترل کننده های UPFC

عملکرد UPFC در بخش ۳-۲ بررسی شد. در این قسمت می خواهیم از UPFC جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین و پایداری استفاده کنیم. بر این اساس طراحی کنترل کننده را از دو جهت بررسی می کنیم. طرح کنترلی اصلی جهت کنترل لحظه ای توان اکتیو و راکتیو انتقالی خطوط ، اندازه ولتاژ باس فرستنده و اندازه ولتاژ DC ؛ پیاده می شود. طرح کنترل ثانویه برای میرایی نوسانات و پایداری سیستم به کار می رود. در مرجع [۶۸] یک روش کنترلی برای پخش بار توسط UPFC ارائه شده است که مبتنی بر شبکه عصبی فازی است. در مرجع [۶۹] برای طراحی کنترل کننده UPFC جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین از روش بهینه سازی Particle-swarm استفاده شده است.

هدف این پایان نامه استفاده از طرح کنترلی ثانوی یعنی استفاده از UPFC برای میرایی نوسانات فرکانس پایین است.

۳-۴-۱ تشریح کنترل اصلی در UPFC

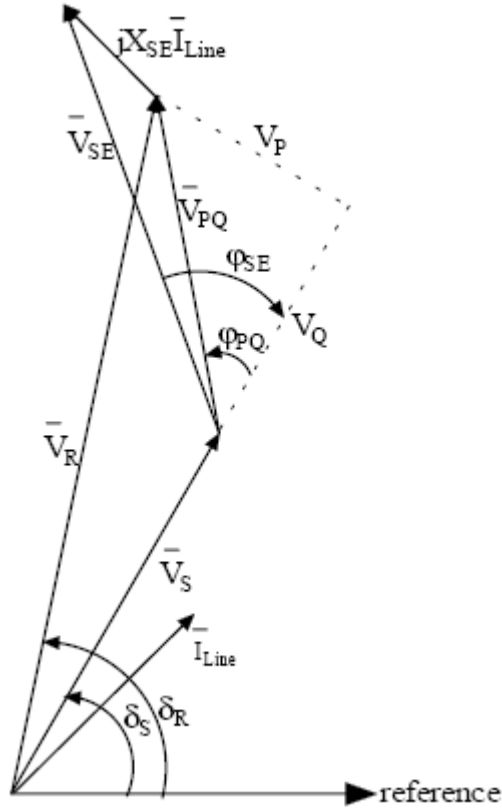
سیستم کنترل اصلی UPFC از چهار حلقه مجزا تشکیل شده است که در آن یک گروه به سیستم کنترلی سری معروفند که انتقال توان اکتیو و راکتیو را در خط کنترل می کنند و گروه دیگر سیستم کنترل موازی هستند که اندازه ولتاژ باس فرستنده و ولتاژ خازن را کنترل می کنند.

کنترل کننده سری، از دو حلقه تشکیل شده است یکی از آنها توان حقیقی باس گیرنده و دیگری انتقال توان راکتیو را کنترل می کند. هدف این است که در صورتی که توان های حقیقی و راکتیو انتقالی به صورت پله ای تغییر کنند ، خطای حالت ماندگار صفر باشد. برای این منظور ولتاژ \bar{V}_{PQ} را بین باس های فرستنده و گیرنده تزریق می کنند. این ولتاژ ترکیبی از دو مقدار V_P و V_Q است.

V_P : ولتاژی عمود بر ولتاژ باس فرستنده (برروی توان اکتیو خط انتقالی موثر است).

V_Q : ولتاژی هم فاز ولتاژ باس فرستنده (بر روی توان راکتیو خط انتقالی موثر است).

این مقادیر در دیاگرام فازوری شکل (۳-۱۱) آمده است [۵۲].



شکل (۳-۱۱) دیاگرام فازوری کنترل UPFC [۵۲]

هر دو ولتاژ V_P و V_Q ، توسط کنترل کننده های کلاسیک PI (انتگرالی-تناسبی) ایجاد می شوند.

$$V_{PQ} = \sqrt{V_P^2 + V_Q^2}$$

$$\phi_{PQ} = \text{tg}^{-1} \frac{V_P}{V_Q}$$

(۳-۶۱)

$$\bar{V}_{PQ} = V_{PQ} \angle \delta_S + \phi_{PQ}$$

$$\bar{V}_{SE} = \bar{V}_{PQ} + jX_{SE} \bar{I}_{line}$$

با توجه به معادلات (۳-۳) و (۳-۴) ضریب مدولاسیون دامنه و زاویه فاز ولتاژ سری محاسبه می شود.

$$m_{SE} = \frac{2\sqrt{2}n_{SE}V_{SE}V_B}{V_{DC}} \quad (۶۲-۳)$$

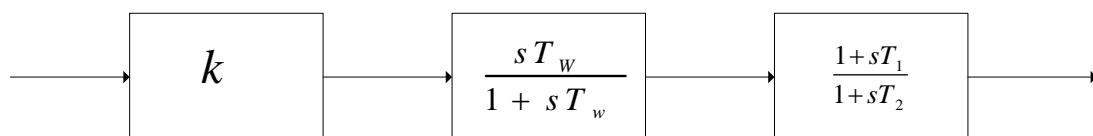
$$\phi_{SE} = \delta_S - \delta_{SE}$$

کنترل کننده موازی نیز از دو حلقه کنترلی جهت کنترل مقدار اندازه ولتاژ باس فرستنده و ولتاژ خازن در مقادیر معین تشکیل شده است. اندازه ولتاژ تزریقی موازی بر روی توان راکتیو شاخه موازی اثر می گذارد و در نتیجه اندازه ولتاژ باس فرستنده کنترل می شود. زاویه بین ولتاژ باس فرستنده و ولتاژ مبدل موازی ϕ_{SH} ، بر روی توان حقیقی انتقال یافته به شاخه موازی اثر می گذارد با این تغییر می توان توان خازن و در نتیجه ولتاژ آن را کنترل کرد.

برای این منظور از دو کنترل کننده مجزای PI استفاده می کنند [۵۲]، [۵۷].

۳-۴-۲ کنترل کننده میرایی در UPFC

نوسانات فرکانس پایین در پی اغتشاشاتی نظیر تغییر میزان بار ، از دست دادن خط انتقال و یا یک واحد تولیدی رخ می دهد. این وضعیت باید کنترل شود تا پایداری سیستم حفظ گردد. ابزار های کنترلی متفاوتی جهت پایدار کردن سیستم قدرت به کار می رود از جمله پایدار ساز سیستم قدرت (PSS). در مراجع [۵۲]، [۵۳] و [۶۷]، نشان داده شده است که این نوسانات می توانند با اضافه کردن یک سیگنال به سیستم کنترل موازی با تغییر دامنه ولتاژ تزریقی و یک سیگنال به سیستم کنترل سری بر مبنای تغییر توان حقیقی انتقال یافته در خط ؛ میرا شوند. کنترل کننده میرایی از یک تابع تبدیل ساده lead-lag تشکیل می شود. شکل (۳-۱۲).



شکل (۳-۱۲) کنترل کننده lead-lag

فصل چهارم

طراحی کنترل کننده فازی
برای UPFC

و

بهینه سازی آن

۴-۱ مقدمه

تئوری فازی بوسیله پروفیسور لطفی زاده در سال ۱۹۶۵ در مقاله‌ای به نام «مجموعه‌های فازی» معرفی گردید. در اوایل دهه ۶۰ او فکر کرد که تئوری کنترل کلاسیک بیش از حد بر روی دقت تأکید داشته و از این رو با سیستم‌های پیچیده نمی‌تواند کار کند. پس از آن وی ایده‌اش را در مقاله «مجموعه‌های فازی» تجسم بخشید. با پیدایش تئوری فازی، بحث و جدل‌ها پیرامون آن آغاز گردید. بعضی‌ها آنرا تأیید نموده و کار روی این زمینه جدید را شروع کردند و برخی دیگر نیز این ایراد را وارد می‌کردند که این ایده بر خلاف اصول علمی موجود می‌باشد.

اگر بگوئیم پذیرفته شدن تئوری فازی به عنوان یک زمینه مستقل، بواسطه کارهای برجسته پروفیسور لطفی زاده بوده است، سخن به گزاف نگفته‌ایم. بسیاری از مفاهیم بنیادی تئوری فازی بوسیله لطفی زاده در اواخر دهه ۶۰ و اوایل دهه ۷۰ مطرح گردید. پس از معرفی مجموعه‌های فازی در سال ۱۹۶۵، او مفاهیم الگوریتم‌های فازی در سال ۱۹۶۸، تصمیم‌گیری فازی در سال ۱۹۷۰ و ترتیب فازی را در سال ۱۹۷۱ مطرح نمود.

در سال ۱۹۷۵، ممدانی و آسلیان چهارچوب اولیه‌ای را برای کنترل کننده فازی مشخص کردند و کنترل کننده فازی را به یک موتور بخار اعمال نمودند. نتایج در مقاله‌ای تحت عنوان «آزمایشی در سنتز زبانی با استفاده از یک کنترل کننده فازی» منتشر گردید [۷۰]. آنها دریافتند که ساخت کنترل کننده فازی بسیار ساده بوده و بخوبی نیز کار می‌کند. در سال ۱۹۷۸، هولمیلاد و اوسترگارد اولین کنترل کننده فازی را برای کنترل یک فرآیند صنعتی کامل بکار بردند، (کنترل فازی کوره سیمان) [۷۰].

در فوریه ۱۹۹۲ اولین کنفرانس بین‌المللی IEEE در زمینه سیستم‌های فازی در سان‌دیگو برگزار گردید. این

یک اقدام سمبلیک در مورد پذیرفتن سیستم‌های فازی بوسیله بزرگترین سازمان مهندسی یعنی IEEE بود. در سال ۱۹۹۳ بخش سیستم‌های فازی IEEE گشایش یافت. از نقطه نظر تئوری، سیستم‌های فازی و کنترل در اواخر دهه ۸۰ و اوائل دهه ۹۰ رشد چشم‌گیری پیدا کرد و پیشرفت‌هایی در زمینه برخی مشکلات اساسی سیستم‌های فازی صورت گرفت. [۷۰].

۴-۲ انواع کنترل کننده های فازی

سیستم‌های فازی، سیستم‌های مبتنی بر دانش یا قواعد می‌باشند. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش بوده که از قواعد اگر — آنگاه فازی تشکیل شده است. یک قاعده اگر — آنگاه فازی یک عبارت اگر آنگاه بوده که بعضی کلمات آن بوسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده‌اند.

با این حال ما می‌توانیم یک سیستم فازی را براساس این قواعد بسازیم. از آنجا که سیستم فازی در بحث ما یک کنترل کننده است، آن را کنترل کننده فازی نیز می‌نامند. ازین پس هر جا اشاره به یک سیستم فازی بشود منظور کنترل کننده فازی است.

بطور خلاصه، نقطه شروع ساخت یک سیستم فازی بدست آوردن مجموعه‌ای از قواعد اگر — آنگاه فازی از دانش افراد خبره یا دانش حوزه مورد بررسی می‌باشد. مرحله بعدی ترکیب این قواعد در یک سیستم واحد است. سیستم‌های فازی مختلف از اصول و روش‌های متفاوتی برای ترکیب این قواعد استفاده می‌کنند.

در کتب و مقالات معمولاً از سه نوع سیستم فازی صحبت به میان می‌آید:

۱. سیستم‌های فازی خالص

۲. سیستم‌های فازی تاکاگی - سوگنو و کانگ (TSK)

۳. سیستم‌های با فازی ساز و غیرفازی ساز

۴-۲-۱ کنترل کننده فازی خالص

در این سیستم های فازی پایگاه قواعد فازی مجموعه‌ای از قواعد اگر — آنگاه فازی را نشان می‌دهد. موتور استنتاج فازی این قواعد را به یک نگاشت از مجموعه‌های فازی در فضای ورودی به مجموعه‌های فازی در

فضای خروجی براساس اصول منطق فازی ترکیب می‌کند.

مشکل اصلی در رابطه با سیستم‌های فازی خالص این است که ورودی‌ها و خروجی‌های آن مجموعه‌های فازی می‌باشند (واژه‌هایی در زبان طبیعی). در حالی که در سیستم‌های مهندسی، ورودی‌ها و خروجی‌ها متغیرهایی با مقادیر حقیقی می‌باشند. برای حل این مشکل تاکاگی - سوگنو و کانگ نوع دیگری سیستم‌های فازی معرفی کرده‌اند که ورودی و خروجی‌های آن متغیرهای با مقادیر واقعی هستند.

۴-۲-۲- کنترل کننده فازی TSK

در سیستم‌های فازی TSK، سیستم به گونه‌ای طراحی می‌شود که ورودی و خروجی‌های آن بصورت متغیرهایی با مقادیر واقعی باشند. در این سیستم‌ها بخش آنگاه فازی از یک عبارت توصیفی با مقادیر زبانی به یک رابطه ریاضی ساده تبدیل شده است. این تغییر ترکیب قواعد فازی را ساده‌تر می‌سازد. در حقیقت سیستم فازی TSK یک میانگین وزنی از مقادیر بخش‌های آنگاه قواعد می‌باشد.

مشکلات عمده سیستم‌های فازی TSK عبارتند از:

۱. بخش "آنگاه" قاعده یک فرمول ریاضی بوده و بنابراین چهارچوبی را برای نمایش دانش بشری فراهم نمی‌کند.

۲. این سیستم دست ما را برای اعمال اصول مختلف منطق فازی باز نمی‌گذارد و در نتیجه انعطاف‌پذیری سیستم‌های فازی در این ساختار وجود ندارد، برای حل این مشکل از نوع سومی از سیستم‌های فازی یعنی سیستم‌های فازی با فازهای سازها و غیرفازی سازها استفاده می‌کنیم.

۴-۲-۳ کنترل کننده‌ها با فازی سازها و غیرفازی سازها

به منظور استفاده از سیستم‌های فازی خالص در سیستم‌های مهندسی، یک روش ساده اضافه کردن یک فازی ساز در ورودی که متغیرهای با مقادیر حقیقی را به یک مجموعه فازی تبدیل کرده و یک غیرفازی ساز

که یک مجموعه فازی را به یک متغیر به مقدار حقیقی در خروجی تبدیل می‌کند، می‌باشد. نتیجه یک سیستم فازی با فازی ساز و غیرفازساز بوده است. این سیستم فازی معایب سیستم فازی خالص و سیستم فازی TSK را می‌پوشاند.

۴-۳ ساختار کنترل کننده فازی

یک کنترل کننده فازی دارای یک یا چند سیگنال ورودی و یک سیگنال خروجی غیر فازی است که برای ایجاد سیگنال خروجی مدنظر، در حالت کلی کنترل کننده دارای بخش های زیر است:

- پایگاه قواعد فازی^{۲۱}
- موتور استنتاج فازی^{۲۲}
- فازی ساز^{۲۳} و غیر فازی ساز^{۲۴}

۴-۳-۱ پایگاه قواعد فازی

یک پایگاه قواعد فازی از مجموعه‌ای از قواعد **اگر- آنگاه** فازی تشکیل می‌شود. پایگاه قواعد فازی از این نظر که سایر اجزای سیستم فازی برای پیاده‌سازی این قواعد به شکل مؤثر و کارا استفاده می‌شوند، قلب یک سیستم فازی محسوب می‌شود. یک مجموعه قواعد باید از سه ویژگی مهم برخوردار باشد [۷۰]:

۱. کامل^{۲۵} بودن: به این معنی که هر نقطه در فضای ورودی حداقل یک قاعده برای " آتش " شدن دارد. به عبارت دیگر بخش "اگر" قاعده در آن نقطه غیر صفر است.
۲. سازگار^{۲۶} بودن: به این معنی که قواعدی یافت نشوند که بخشهای "اگر" یکسان و بخشهای

²¹ Fuzzy Rule Base

²² Fuzzy Inference Engine

²³ Fuzzifier

²⁴ Defuzzifier

²⁵ Complete

²⁶ Consistent

آنگاه " متفاوت داشته باشند.

۳. پیوسته^{۲۷} بودن: به این معنی که قواعد همسایه ای وجود نداشته باشند که اشتراک مجموعه های

فازی بخش " آنگاه " آنها تهی باشد.

با توجه به سه نکته بالا می توان نتیجه گیری کرد که هرچه سطح تغییرات ورودی و خروجی سیستم فازی تغییرات آرامی داشته باشد، قواعد سیستم دارای ویژگی های ذکر شده است.

۲-۳-۴ موتور استنتاج فازی

در یک موتور استنتاج فازی، اصول منطق فازی برای ترکیب قواعد اگر — آنگاه در پایگاه قواعد فازی به نگاشتی از مجموعه فازی A' در U به مجموعه فازی B' در V استفاده شده اند. موتورهای استنتاج براساس نوع استفاده از روابط موجود در آن و همچنین نوع استنتاج و یا استلزام مورد نظر تقسیم بندی می شوند. متداول ترین این موتورها، موتور استنتاج ممدانی است. بحث تفصیلی موتورهای استنتاج در مرجع [۷۰] آمده است.

۳-۳-۴ فازی سازها

فازی ساز به عنوان یک واسطه میان محیط ورودی که بصورت اعداد حقیقی است و موتور استنتاج فازی عمل می کند. از مشهورترین فازی سازها می توان به فازی ساز منفرد، مثلثی و گوسی اشاره کرد. روابط حاکم بر این فازی سازها در مرجع [۷۰] آمده است.

۴-۳-۴ غیرفازی سازها

غیرفازی ساز به عنوان یک نگاشت از مجموعه فازی خروجی موتور استنتاج فازی است به یک نقطه قطعی تعریف می گردد. بطور مفهومی، وظیفه غیرفازی ساز مشخص کردن نقطه ای است که بهترین نماینده مجموعه فازی خروجی باشد. این موضوع مشابه مقدار میانگین یک متغیر تصادفی می باشد.

²⁷ Continuous

از مشهورترین غیرفازی سازها می توان به غیر فازی ساز مرکز ثقل، میانگین مراکز و غیرفازی ساز ماکزیمم اشاره کرد.

۴-۴ طراحی کنترل کننده فازی

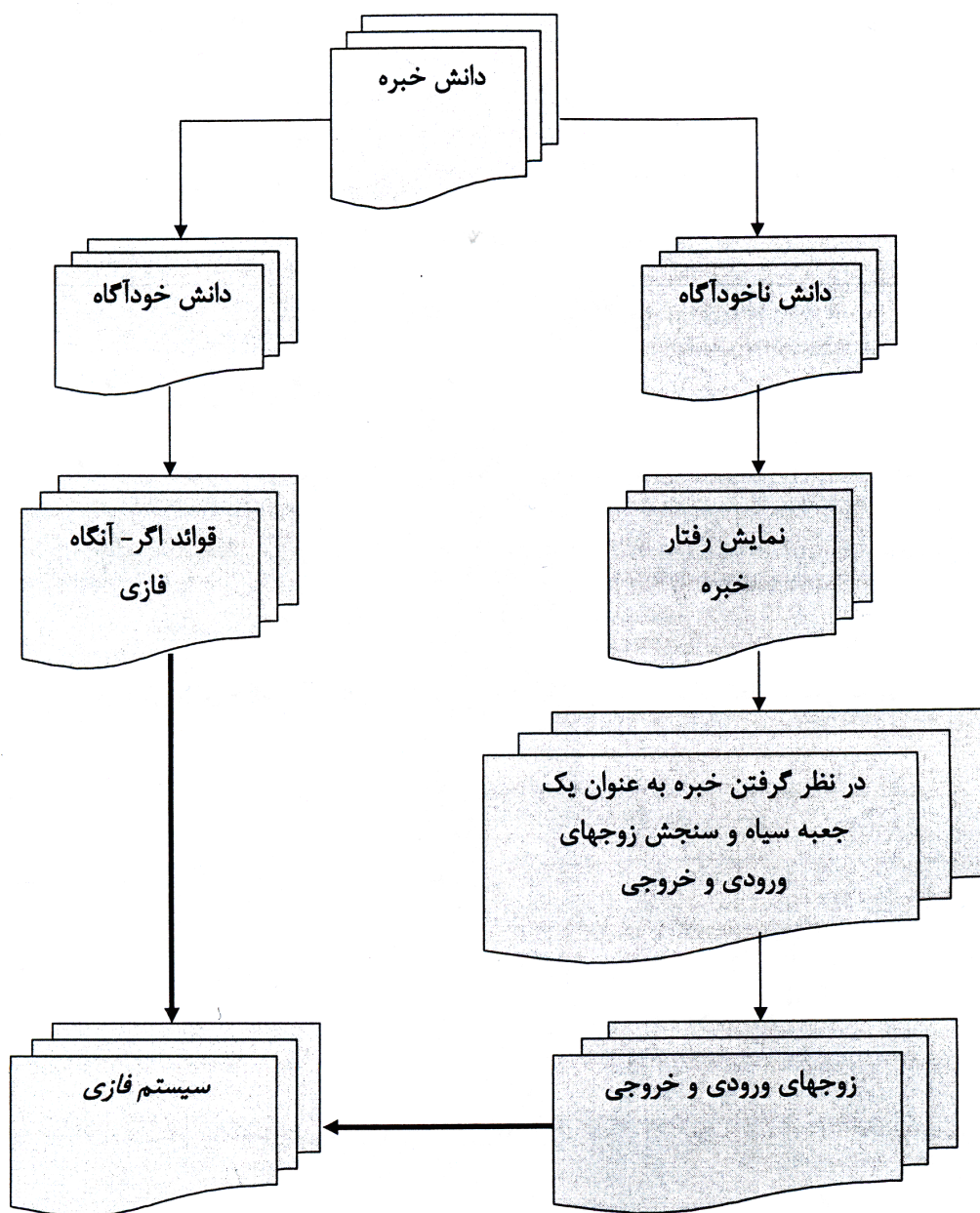
کنترل کننده های فازی، کنترل کننده های غیر خطی با یک ساختار خاص هستند. این کنترل کننده ها همان سیستم های فازی هستند که برای کنترل دیگر سیستم ها به کار می روند.

۴-۴-۱ طراحی سیستم فازی با استفاده از داده های ورودی - خروجی

سیستم های فازی فرمول بندی دانش بشری استفاده می شوند. بنابراین یک سؤال مهم این است که: دانش بشری معمولاً چه شکلی است؟ بصورت عامیانه، دانش بشری را در زمینه یک مسئله فنی خاص می توان به دو دسته تقسیم کرد: دانش خودآگاه و دانش ناخودآگاه.

در دانش خودآگاه، منظور این است که دانش بشری را می توان بصورت صریح و روشن در قالب کلمات بیان کرد و در دانش ناخودآگاه، هدف وضعیت هایی است که انسان های خبره می دانند چه کاری انجام می دهند ولی نمی توانند عملکردشان را در قالب کلمات بیان کنند..

در دانش خودآگاه خیلی ساده می توان از انسان خبره درخواست کرد تا رفتار خود را در قالب عبارت های اگر — آنگاه فازی بیان کند و آن را در سیستم های فازی قرار داد. در دانش ناخودآگاه آنچه که می توانیم انجام دهیم این است که از انسان خبره بخواهیم رفتار خود را نمایش دهد. هنگامی که خبره در حال نمایش است ما او را به دیده جعبه سیاه نگریسته و ورودی ها و خروجی های او را مورد سنجش قرار دهیم. یعنی در واقع مجموعه ای از زوج های ورودی — خروجی را جمع آوری کنیم. در این حالت دانش ناخودآگاه به مجموعه ای از زوج های ورودی و خروجی تبدیل می شود. لذا مسئله اساسی و مهم ساخت سیستم های فازی از روی زوج های ورودی - خروجی است.



شکل (۴-۱) تبدیل دانش خبره به سیستم فازی [۷۰]

۴-۴-۲ مقایسه کنترل کننده فازی با کنترل کننده کلاسیک [۷۰]

کنترل فازی و کنترل کلاسیک دارای شباهت ها و تفاوت هایی می باشند. این دو در موارد زیر مشابه می باشند:

- این دو سعی در حل نوع یکسانی از مسائل را دارند، که همان مسائل کنترل می باشد. بنابراین

بایستی به جنبه های یکسانی که در هر مسئله کنترل مشترک می باشد توجه داشته باشند. به عنوان مثال پایداری و عملکرد.

- ابزار های ریاضی مورد استفاده جهت تحلیل سیستم های کنترل طراحی شده مشابه می باشند. چراکه به مطالعه جنبه یکسانی برای یک سیستم می پردازند.

به هر حال ، یک تفاوت اساسی بین کنترل فازی و کنترل کلاسیک وجود خواهد داشت:

- کنترل کلاسیک جهت طراحی کنترل کننده با یک مدل ریاضی از فرایند شروع می نماید و کنترل کننده ها برای مدل طراحی می گردند. در حالیکه کنترل فازی با استفاده از تجربیات شخص خبره (به صورت قواعد/گر-آنگاه فازی) شروع می گردد و کنترل کننده ها به وسیله ترکیب این قواعد طراحی می گردند. به عبارت دیگر، اطلاعات لازم جهت ساخت این دو نوع کنترل کننده متفاوت است.

برای بسیاری از مسائل کنترلی در عمل مشاهده یک مدل ریاضی ساده و در عین حال دقیق مشکل می باشد، اما ممکن است آزمایش هایی توسط یک شخص ماهر و با تجربه فراهم شود، که یک راه کار عملی و تجربی مفید را برای کنترل نمودن فرآیند ارائه نماید. کنترل فازی برای این نوع مسائل بیش از هر روش دیگر مناسب است.

روش طراحی کنترل کننده فازی روش سعی و خطا است. در رهیافت سعی و خطا، با استفاده از دانشی که بر پایه آزمایشات و تجربیات به دست آمده و به صورت شفاهی قابل بیان است، مجموعه ای از قواعد/گر-آنگاه فازی جمع آوری می گردد و کنترل کننده فازی بر این اساس ساخته شده و در نهایت بر روی سیستم مورد آزمایش قرار می گیرد. حال اگر به کارگیری کنترل کننده فازی در عمل مورد رضایت نباشد، قواعد مجدداً به صورت مناسبی تغییر و تنظیم می گردند و یا دوباره از ابتدا ایجاد می گردند. این کار آنقدر ادامه می یابد تا پس از چند چرخه سعی و خطا عملکرد نهایی رضایتبخش گردد.

۴-۳ مراحل طراحی کنترل کننده فازی [۷۰]

رهیافت سعی و خطا جهت طراحی کنترل کننده های فازی می تواند در سه گام زیر خلاصه شود:

- **گام اول:** تحلیل سیستم اصلی و انتخاب متغیرهای حالت و کنترل. متغیرهای حالت بایستی خصوصیات و ویژگیهای اصلی و کلیدی سیستم را توصیف نمایند و متغیرهای کنترل بایستی قادر به تاثیرگذاری بر حالت های سیستم باشند. متغیرهای حالت سیستم اصلی ورودی کنترل کننده فازی و متغیرهای کنترل سیستم اصلی خروجی کنترل کننده فازی خواهند بود. اساساً این گام حوزه ای را تعریف می کند که در آن کنترل کننده فازی باید عمل کند.
- **گام دوم:** استخراج قواعد/گر-آنگاه فازی که متغیرهای حالت را به متغیرهای کنترل مرتبط می کند. فرموله نمودن این قواعد می تواند با استفاده از روش تجربی انجام پذیرد. در روش عمومی تر از تجربیات متخصصین که به صورت شفاهی بیان می شود، استفاده می شود. روش دیگر شامل تنظیم پرسشنامه ای دقیق از تجربیات کارشناسان می باشد. توسط این مرحله، می توانیم نخستین نمونه از قواعد کنترل فازی را به دست بیاوریم.
- **گام سوم:** ترکیب قواعد اگر-آنگاه فازی استخراج شده در یک سیستم فازی و آزمایش سیستم حلقه بسته با استفاده از این سیستم فازی به عنوان کنترل کننده. این گام به این منظور است که سیستم حلقه بسته با کنترل کننده فازی راه اندازی (شبیه سازی) گردد و در صورتی که عملکرد سیستم مورد رضایت نباشد، تلاش شود که کنترل کننده فازی به خوبی تنظیم شود و یا مجدداً کنترل کننده دیگری به همان روش طراحی گردد. این عملیات تا آنجا ادامه می یابد که عملکرد کنترل کننده رضایت بخش شود.

۴-۵ کنترل کننده فازی بهینه [۷۰]

۴-۵-۱ سیستم فازی بهینه

برای طراحی کنترل کننده فازی بهینه دو روش کاملاً متفاوت وجود دارد. یک روش، طراحی کنترل کننده فازی بهینه به کمک روش های کنترل بهینه و اصل حداقل پونتریاگین است.

روش دیگر بهینه سازی کنترل کننده فازی ای است که به روش سعی و خطا طراحی شده است. ایده اساسی این روش گروه بندی زوج های ورودی- خروجی کنترل کننده در خوشه های مختلف و استفاده از یک قاعده برای هر خوشه می باشد. بدین معنی که تعداد قواعد با تعداد خوشه ها برابر خواهد بود.

اگر N زوج ورودی - خروجی (x_0^l, y_0^l) داشته باشیم که در آن $l = 1, 2, \dots, N$ و N عدد کوچکی مثلاً ۲۰ باشد؛ هدف از به دست آوردن سیستم فازی بهینه، ایجاد یک $f(x)$ است که بتواند تمامی N زوج را با یک دقت دلخواه تطبیق دهد. بدین معنی که برای هر $\varepsilon \geq 0$ داده شده لازم است $|f(x_0^l) - y_0^l| \leq \varepsilon$ برقرار باشد.

این سیستم فازی بهینه به صورت زیر خواهد بود

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^N y_0^l \exp\left(-\frac{|x - x_0^l|^2}{\sigma^2}\right)}{\sum_{l=1}^N \exp\left(-\frac{|x - x_0^l|^2}{\sigma^2}\right)} \quad (1-4)$$

این سیستم فازی از روی N قاعده فازی که دارای توابع تعلق به شکل زیر هستند ساخته شده اند

$$\mu(x_i) = \exp\left(-\frac{|x_i - x_0^l|^2}{\sigma^2}\right) \quad (2-4)$$

در این سیستم از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیرفازی ساز میانگین مراکز استفاده شده است.

۴-۵-۲ طراحی کنترل کننده فازی بهینه به روش خوشه بندی^{۲۸}

سیستم فازی بهینه در رابطه (۴-۱۱) برای هر زوج ورودی - خروجی از یک قاعده استفاده می کند. در نتیجه اگر تعداد زوج های ورودی - خروجی زیاد باشد یک سیستم عملی قابل استفاده را به دست نخواهد داد. برای مسائلی از این دست، تکنیک های خوشه بندی مختلفی را برای گروه بندی داده های ورودی - خروجی می توان مورد استفاده قرار داد، به نحوی که هر گروه را بتوان با یک قاعده نمایش داد. از نظر مفهومی، خوشه بندی به معنی افراز مجموعه ای از داده ها به زیر مجموعه ها یا خوشه های جداگانه است طوری که داده موجود در یک خوشه دارای ویژگیهایی است که آن را از داده های موجود در سایر خوشه ها متمایز می سازد.

برای طراحی کنترل کننده فازی بهینه، ابتدا زوج های ورودی - خروجی را برحسب توزیع نقاط ورودی به خوشه هایی تقسیم کرده و برای هر خوشه از یک قاعده استفاده می کنیم.

۴-۶ خوشه بندی فازی^{۲۹} [۷۱]

خوشه بندی فازی ترکیبی از منطق فازی و خوشه بندی است که قابلیت یافتن ساختارهای مبهمی از داده ها برای کار با موقعیتهای غیر قطعی را از طریق تولید مجموعه های فازی با مرز تیز را در بر می گیرد. خوشه بندی فازی با بهره مندی از تابع عضویت برای نگاشت روی هر الگو استفاده می کند.

²⁸ Clustering

²⁹ Fuzzy Clustering

الگوریتم های خوشه بندی فازی را در حالت کلی می توان بر مبنای توابع هدف و مدل های فازی مختلف با معیارهای متعدد اندازه گیری فاصله و نمونه های گوناگون، به بخش های مجزایی تقسیم کرد. اهم این بخش ها عبارتند از تکنیک کلاسیک، که غالباً برای بازشناسی خوشه های توده ای به کار رفته و به خوشه بندی فضایی^{۳۰} موسومند، بنیادی ترین الگوریتمی که در حوزه خوشه بندی فازی مطرح شده و مبنای شکل گیری سایر الگوریتم ها به حساب می آید.

۴-۶-۱ خوشه بندی C- میانگین فازی

این روش توسط بزدرک^{۳۱} پیشنهاد گردید و یک روش بسیار کارآمد برای خوشه بندی فازی داده ها و شکل گسترش یافته ای از خوشه بندی C- میانگین سخت است.

در این فرآیند N داده به K خوشه تقسیم می شود و درجه عضویت برای هر داده ای که متعلق به هر خوشه ای می باشد تعلق می گیرد. از این دیدگاه خوشه بندی سخت می تواند قسمتی از حالت خوشه بندی فازی باشد. خوشه بندی فازی با استفاده از ضرایب تابع عضویت بین صفر و یک می تواند در مشارکت داده ها در شکل گیری خوشه ها سهمی داشته باشد. تعداد مشارکت ها بر اساس تعداد گروه های خوشه بندی است. ساختار داخلی خوشه ها و ارتباط بین آنها می تواند به وسیله روش خوشه بندی فازی C- میانگین تعیین شود. هدف الگوریتم C- میانگین فازی تعیین همه عناصر ماتریس افراز U می باشد. در خوشه بندی C- میانگین فازی برای خوشه بندی n داده در C دسته، یک تابع هدف به صورت رابطه (۳-۴) تعریف می کنند.

$$J_m(U, C) = \sum_{K=1}^n \sum_{i=1}^c (\mu_{ik})^m (d_{ik})^2 \quad (۳-۴)$$

d_{ik} فاصله اقلیدسی بین مرکز خوشه i ام و داده k ام می باشد.

³⁰ Spatial Clustering

³¹ Bezdek

$$d_{ik} = d(x_k - C_i) = \sqrt{\sum_{j=1}^m (x_{kj} - C_{ij})^2} \quad (4-4)$$

μ_{ik} برابر درجه عضویت داده k ام به خوشه i ام می باشد. کمترین مقدار J_m مربوط به بهترین حالت خوشه بندی می باشد. مختصات مرکز خوشه از رابطه (4-5) به دست می آید.

$$C_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^n \mu_{ik}^{m'} \cdot x_{kj}}{\sum_{k=1}^n \mu_{ik}^{m'}} \quad (5-4)$$

m تعداد معیارهای تشابه یا ابعاد C_i و j متغیری برای نشان دادن فضای معیارها و m' میزان فازی بودن را در فرآیند خوشه بندی مشخص می کند.

در این جا افراز بندی بهینه زمانی به دست می آید که مقدار J در رابطه (4-6) مینیمم گردد.

$$J_m^* = (U^*, V^*) = \min J(U, V) \quad (6-4)$$

۷-۴ به دست آوردن پارامترهای سیستم خطی شده و طراحی و شبیه سازی کنترل

کننده PID

سیستم مورد مطالعه در این پایان نامه، یک سیستم تک ماشین متصل به باس بینهایت است که در آن UPFC نصب شده است. مدل خطی شده این سیستم که در بررسی های دینامیکی مورد استفاده قرار می گیرد، توسط Wang ارائه شده است که در بخش ۳-۳-۴ به تفصیل مورد بررسی قرار گرفته است.

پارامترهای سیستم مورد مطالعه و نقاط کار سیستم در جدول ۴-۱ آمده است.

جدول ۴-۱ پارامترها و نقاط کار سیستم مورد بررسی

ژنراتور	$M = 2H = 8MJ / MVA, D = 0.0, T'_{do} = 5.044s$ $X_d = 1pu, X_q = 0.6pu, X'_d = 0.3pu$
سیستم تحریک	$K_a = 100 \quad T_a = 0.01s$
ترانسفرماتور	$X_{IE} = 0.1pu \quad X_E = X_B = 0.1pu$
خط انتقال	$X_{Bv} = 0.3pu \quad X_e = 0.5pu$
نقاط کار	$P_e = 0.8pu, v_t = 1pu, v_b = 1pu, \delta_0 = 47.13^\circ$
پارامترهای UPFC	$m_E = 0.4013 \quad m_B = 0.0789$ $\delta_E = -85.34^\circ \quad \delta_B = -78.21^\circ$
پارامترهای اتصال DC	$V_{dc} = 2pu \quad C_{dc} = 1pu$

۴-۷-۱ بررسی سیستم مورد مطالعه

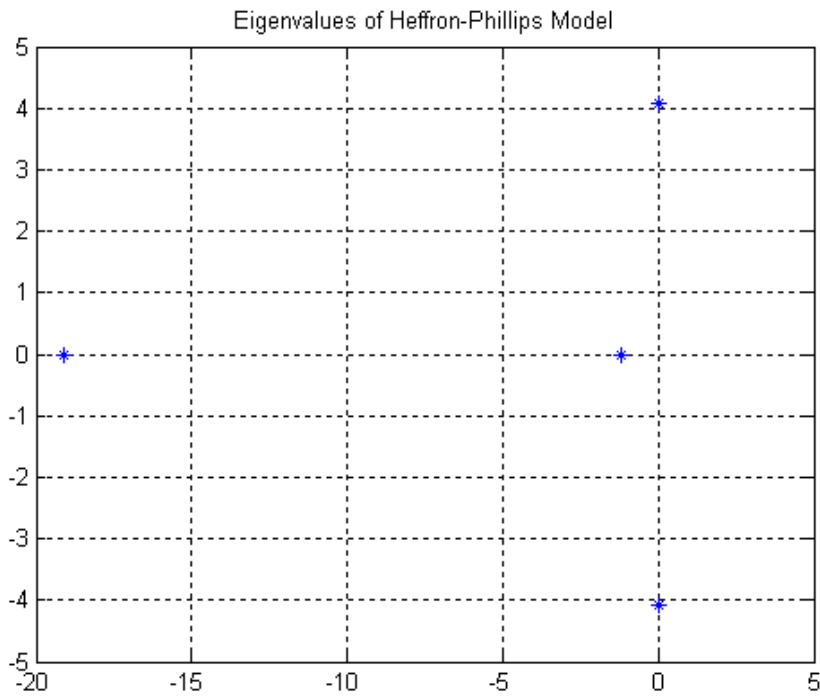
بلوک دیاگرام سیستم خطی مورد مطالعه در شکل (۳-۱۰) آمده است. با توجه به نقاط کار و پارامترهای سیستم با کمک روابط بخش ۳-۳-۴ پارامترهای K به دست می آیند. این پارامترها ضرایب خطی سازی در معادلات حاکم بر سیستم هستند.

جدول ۲-۴ مقادیر پارامترهای K

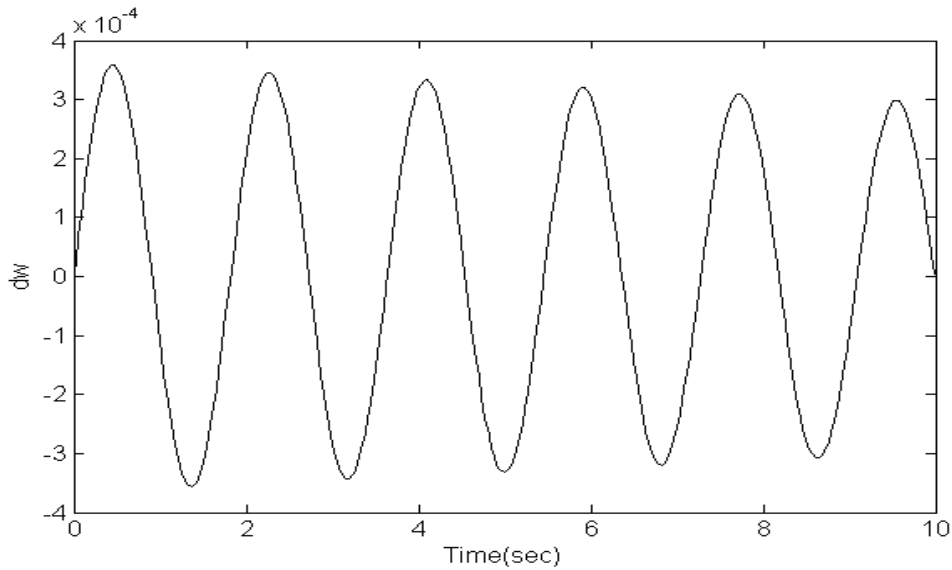
K_1	0.3153
K_2	0.4167
K_3	2.4583
K_4	0.1167
K_5	0.0106
K_6	0.3437
K_7	0.1438
K_8	0.0457
K_9	0.0019
K_{pe}	1.4459
$K_{pdeltae}$	2.2478
K_{pb}	0.7970
$K_{pdeltab}$	0.0600
K_{pd}	0.0924
K_{qe}	2.1595
$K_{qdeltae}$	-0.0705
K_{qb}	0.5303
$K_{qdeltab}$	-0.0785
K_{qd}	0.0890
K_{ve}	-0.4368
$K_{vdeltae}$	0.1134
K_{vb}	-0.0996

$K_{vdeltab}$	0.0029
K_{vd}	-0.0916
K_{ce}	-0.0192
$K_{cdeltae}$	0.8465
K_{cb}	0.0991
$K_{cdeltab}$	0.9217

شکل ۲-۴ مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته را بدون حضور UPFC نشان می‌دهد که به وضوح بیانگر باپایداری داخلی سیستم می‌باشد. شکل ۳-۴ نیز تغییرات $\Delta\omega$ را به ازای تغییر پله در توان مکانیکی به میزان $\Delta P_m = 0.01 pu$ نشان می‌دهد که بیانگر ناپایداری سیستم مذکور می‌باشد.



شکل (۲-۴) مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته بدون حضور UPFC

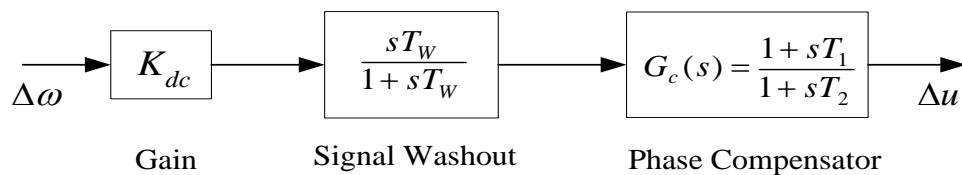


شکل (۳-۴) تغییرات سرعت سیستم چنانچه UPFC کنترل کننده میرایی نداشته باشد

شکل (۳-۴) نشان می دهد که اگر برای UPFC کنترل کننده میرایی وجود نداشته باشد، در پی وقوع اغتشاش نوسانات فرکانس پایین با سرعت بسیار کمی میرا می شوند که این از دیدگاه دینامیک سیستم قدرت قابل قبول نیست.

۲-۷-۴ طراحی کنترل کننده PID جهت میرایی و نتایج شبیه سازی آن [۷۲]

این کنترل کننده ها به منظور تولید گشتاوری در جهت سرعت (ω) طراحی می شوند. (گشتاور میرا کننده). چهار پارامتر کنترل کننده UPFC، ($\delta_E, \delta_B, m_E, m_B$) می توانند به منظور تولید گشتاور میرا کننده به کار برده شوند. ساختار کنترل کننده PID برای UPFC در شکل (۴-۴) آمده است. همچنانکه این شکل نشان می دهد، ورودی کنترل کننده تغییرات سرعت ($\Delta\omega$) است. خروجی آن Δu است که می تواند یکی از ورودی های UPFC باشد. به عبارت دیگر Δu ، می تواند یکی از مقادیر δ_B, m_E, m_B و یا δ_E را داشته باشد.



شکل (۴-۴) کنترل کننده میرایی جهت استفاده در ورودی UPFC

این کنترل کننده از بهره DC، فیلتر بالاگذر و جبران ساز فاز تشکیل می شود. پارامترهای این کنترل کننده با تکنیک جبران سازی فاز به دست می آیند.

برای این منظور مراحل زیر دنبال می شود:

۱. به دست آوردن فرکانس طبیعی نوسانات حلقه مکانیکی

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 \omega_0}{M}} \quad (7-4)$$

۲. محاسبه $\angle GEPA$ (کمبود فاز بین Δu و ΔP_e) در $s = j\omega_n$. فرض می کنیم این مقدار برابر γ باشد.

۳. طراحی جبران ساز فاز به صورت lead/lag به نام $G_c(s)$ این جبران ساز باید به گونه ای طراحی شود که $\angle G_c(j\omega_n) + \angle GEPA(j\omega_n) = 0$ اگر $T_1 = \alpha T_2$ باشد آنگاه تابع تبدیل جبرانگر فاز به صورت زیر در می آید.

$$G_c(s) = \frac{1 + saT_2}{1 + sT_2} \quad (8-4)$$

از آنجا که زاویه فاز جبران سازی شده در این روش برابر $-\gamma$ می باشد پارامترهای a و T_2 به طریق زیر قابل محاسبه هستند.

$$\alpha = \frac{1 + \sin \gamma}{1 - \sin \gamma} \quad (9-4)$$

۴. مقدار بهره DC مورد نیاز برای مقدار مطلوب ضریب میرایی ($\zeta = 0.5$) از رابطه زیر به دست می آید.

$$k_{dc} = \frac{2\zeta\omega_n M}{|G_c(s)| |GEPA(s)|} \quad (10-4)$$

که در آن $|G_c(s)|$ و $|GEPA(s)|$ به ازای $s = j\omega_n$ محاسبه می شوند.

بلوک صافی در حقیقت یک فیلتر بالاگذر می باشد که فقط اجازه عبور نوسانات را می دهد. برای این منظور مقدار T_w به مقدار کافی بزرگ در نظر گرفته می شود. معمولاً این مقدار بین ۱ تا ۲۰ تغییر می کند.

در جدول ۳-۴ زیر مقادیر T_1 ، T_2 ، k_{dc} بر حسب این که کدام یک از پارامترهای UPFC به عنوان پارامتر کنترل کننده در نظر گرفته شده، آمده است.

جدول ۳-۴ مقادیر کنترل کننده های PID سیستم

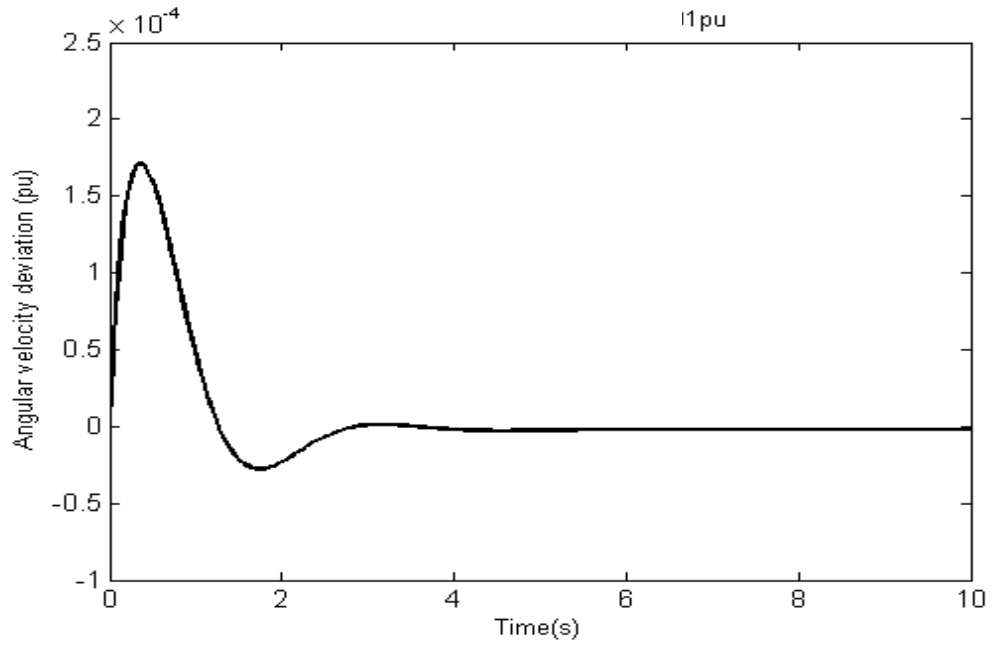
ورودی UPFC که کنترل می شود	K_{dc}	$T_1 (s)$	$T_2 (s)$
m_E	۱۴/۸۸۱۳	۰/۳۳۸۳	۰/۱۷۶۱
δ_E	۱۸/۰۹۶۰	۰/۲۲۹۶	۰/۲۵۱۶
m_B	۴۱/۱۴۱۹	۰/۲۸۶۰	۰/۲۰۸۲
δ_B	۳۸۲/۴۴۱۰	۰/۲۲۶۶	۰/۲۶۹۴

در این مرحله برای سیستم مورد بررسی که فاقد PSS است، جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین کنترل کننده های میرایی طراحی شده برای UPFC مورد شبیه سازی قرار گرفته است.

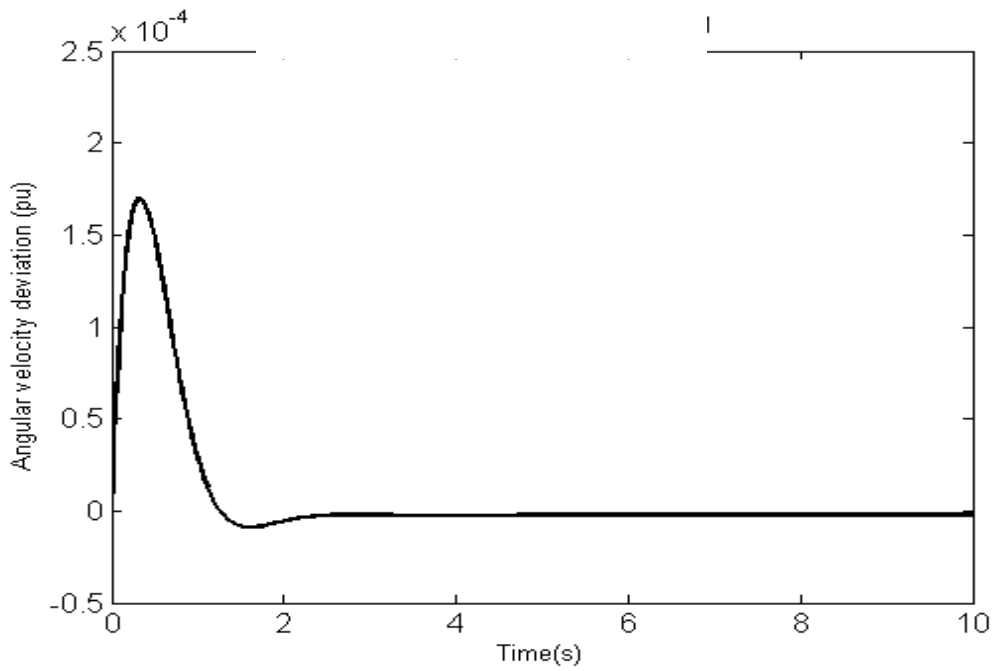
اغتشاش اعمال شده به سیستم به صورت پله در آغاز شبیه سازی فرض شده است. مقادیر این پله $\Delta P_m = 0.01 pu$ در نظر گرفته شده است. در پی این اغتشاش، پاسخ سیستم تغییرات سرعت زاویه ای انتخاب شده است.

چنانچه برای ورودی Δm_E از ورودی های UPFC کنترل کننده میرای طرحی شده شبیه سازی شود، پاسخ سیستم به صورت شکل ۴-۵ خواهد بود.

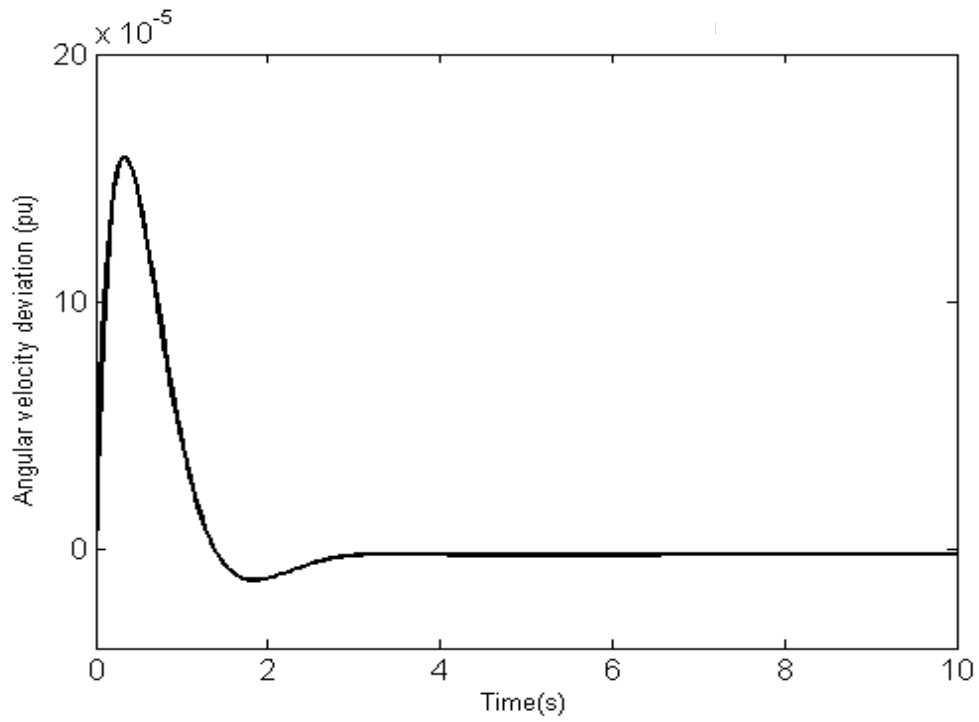
پاسخ سیستم مشابه به اغتشاش یکسان، اگر $\Delta \delta_E$ ، Δm_B و یا $\Delta \delta_B$ به عنوان متغیر کنترلی انتخاب شوند در شکل های ۴-۶ تا ۴-۸ آمده است.



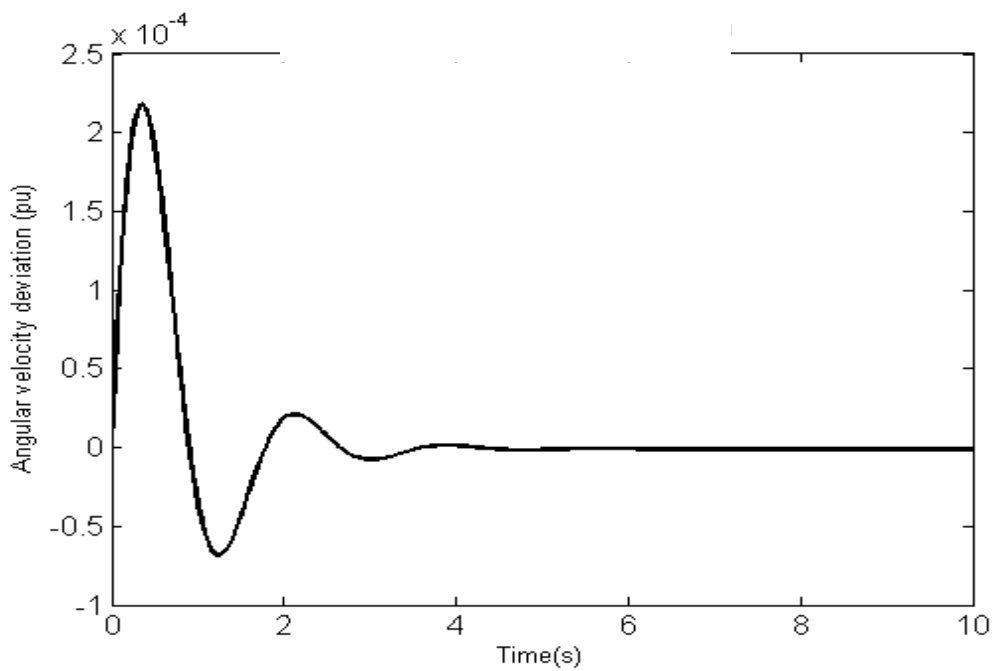
شکل (۴-۵) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_E انتخاب شود).



شکل (۴-۶) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_E$ انتخاب شود).



شکل (۷-۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_B انتخاب شود).



شکل (۸-۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده PID به اغتشاش پله (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_B$ انتخاب شود).

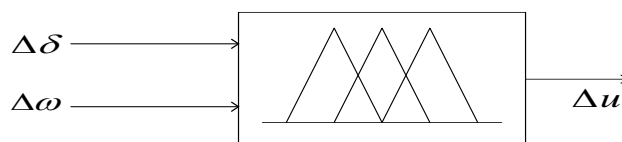
بررسی شکل های ۴-۵ تا ۴-۸ نشان میدهد که کنترل کننده میرایی PID برای UPFC در میرایی نوسانات فرکانس پایین موثر بوده و برخلاف شرایطی که کنترل کننده ای میرایی برای UPFC نصب نبود (شکل ۴-۳)، نوسانات در زمان کمتر از ۴ ثانیه میرا شده اند. در تمامی پاسخ ها در حضور کنترل کننده های مختلف فرا جهش و زیرجهش مشاهده می شود. میزان این نوسانات در کنترل کننده $\Delta\delta_B$ از دیگر کنترل کننده ها بیشتر است.

۴-۸ طراحی و شبیه سازی کنترل کننده فازی و مقایسه آن با کنترل کننده PID

ساختار کنترل کننده های فازی و چگونگی طراحی آن به ترتیب در بخش های ۴-۳ و ۴-۴ آمده است. کنترل کننده های فازی برای هر کدام از ورودی های UPFC طراحی شده و سیستم با حضور این کنترل کننده های میرایی در پی اغتشاش در توان ورودی شبیه سازی شده است. [۷۲]

ساختار کنترل کننده فازی در شکل ۴-۹ آمده است. در این کنترل کننده تغییرات سرعت زاویه ای ($\Delta\omega$) و تغییرات زاویه توان ($\Delta\delta$) به عنوان ورودی های کنترل کننده فازی انتخاب شده اند. چون بین $\Delta\omega$ و $\Delta\delta$ رابطه مشتق-انتگرالی وجود دارد می توان از آن دو به عنوان خطا و مشتق خطا تعبیر کرد [۷۰]. خروجی این کنترل کننده نیز همانند کنترل کننده های رایج، با اعمال تغییر مناسب در پارامتر های کنترل شونده UPFC میرایی مورد نظر را حاصل می کند.

$$\Delta u \in \{ \Delta m_E, \Delta \delta_E, \Delta m_B, \Delta \delta_B \}$$

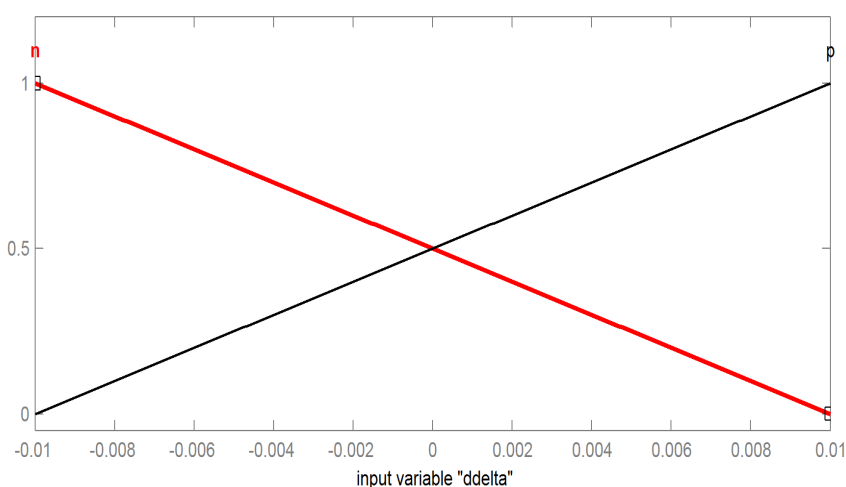


شکل (۴-۹) ساختار کنترل کننده فازی جهت میرایی برای UPFC

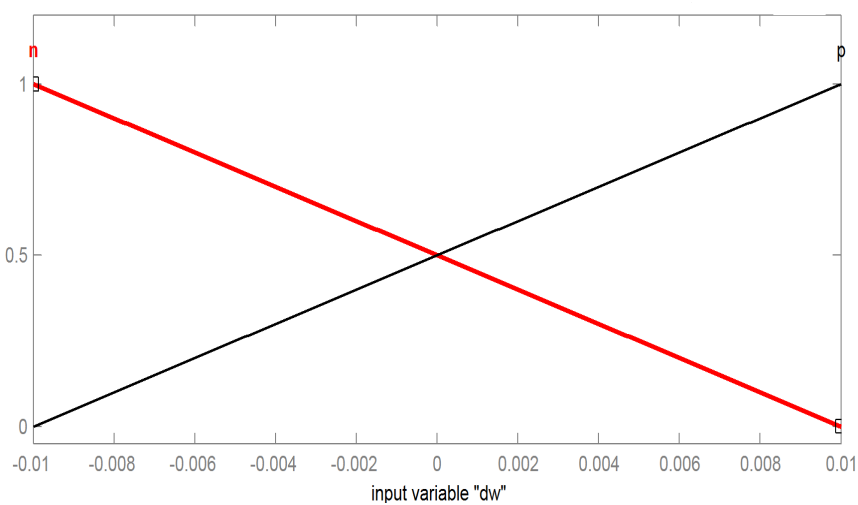
توابع تعلق این کنترل کننده ها از نوع مثلثی انتخاب شده و برای استنتاج از موتور ممدانی استفاده شده است.

۴-۸-۱ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی Δm_E

در طراحی کنترل کننده ابتدا بایستی ورودی ها فازی سازی شوند. برای این منظور توابع تعلق مثلثی به صورت شکل های ۴-۱۰ و ۴-۱۱ برای دو ورودی $\Delta\delta$ و $\Delta\omega$ در نظر گرفته شده است.



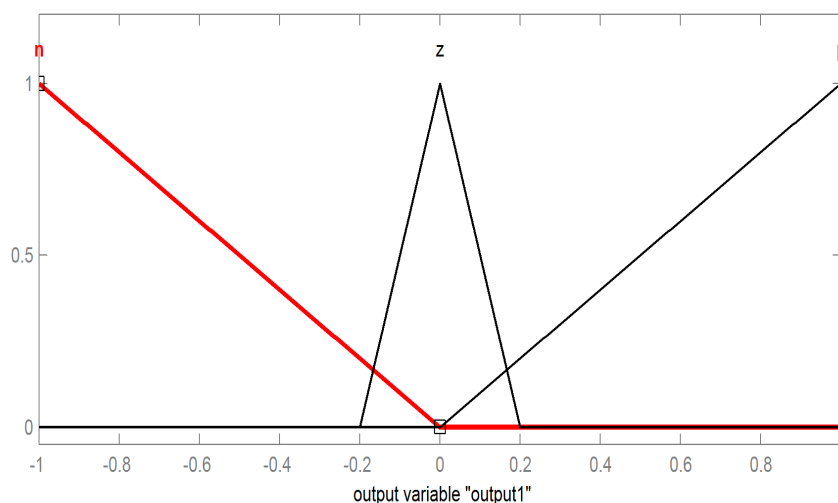
شکل (۴-۱۰) توابع تعلق کنترل کننده فازی برای $\Delta\delta$ اگر ورودی Δm_E کنترل شود.



شکل (۴-۱۱) توابع تعلق کنترل کننده فازی برای $\Delta\omega$ اگر ورودی Δm_E کنترل شود.

همان طور که از شکل های ۱۰-۴ و ۱۱-۴ مشاهده می شود، برای ورودی های این کنترل کننده دو وضعیت N و P در نظر گرفته شده است.

خروجی کنترل کننده نیز بایستی غیر فازی شود. برای این منظور توابع تعلق برای خروجی کنترل کننده به صورت شکل ۱۲-۴ در نظر گرفته شده است.



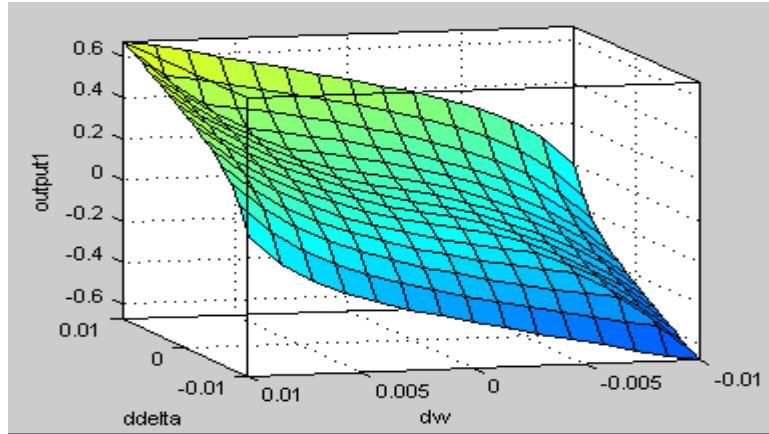
شکل (۱۲-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی برای خروجی کنترل کننده اگر ورودی Δm_E کنترل شود.

جدول قواعد فازی حاکم بر این کنترل کننده در جدول ۴-۴ آمده است.

جدول ۴-۴ قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی Δm_E

$\Delta\delta$	N	P
$\Delta\omega$	N	Z
N	N	Z
P	Z	P

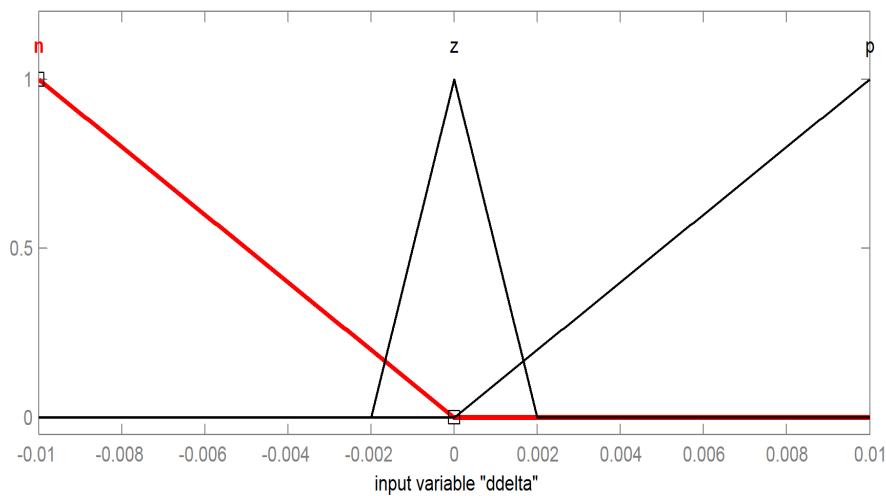
تغییرات خروجی کنترل کننده بر حسب ورودی های آن در شکل ۱۳-۴ آمده است. میزان آرام بودن این تغییرات نشان دهنده رضایت بخش بودن طراحی انجام گرفته است.



شکل (۴-۱۳) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی برای Δm_E بر حسب ورودی ها

۲-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$

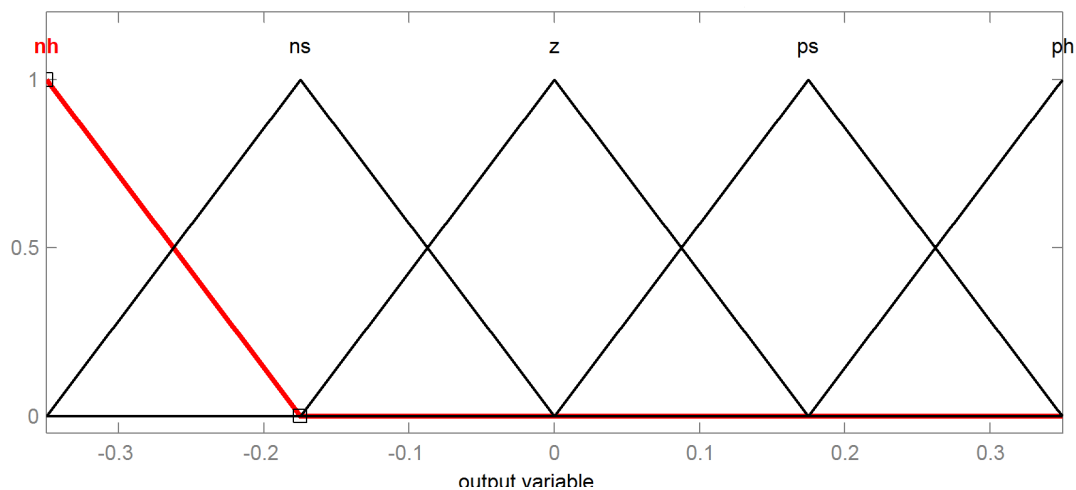
برای ورودی های این کنترل کننده نیز توابع تعلق مثلثی در نظر گرفته شده است. این توابع برای هر دو ورودی کنترل کننده ($\Delta \omega$ و $\Delta \delta$) یکسان بوده و در شکل ۴-۱۴ آمده است.



شکل (۴-۱۴) توابع تعلق $\Delta \omega$ و $\Delta \delta$ در کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$

همان طور که از شکل ۴-۱۴ مشخص است، برای ورودی ها سه وضعیت N ، Z و P در نظر گرفته شده است.

توابع تعلق خروجی کنترل کننده در شکل ۴-۱۵ آمده است. برای خروجی پنج وضعیت NH ، NS ، Z ، PS و PH در نظر گرفته شده است.



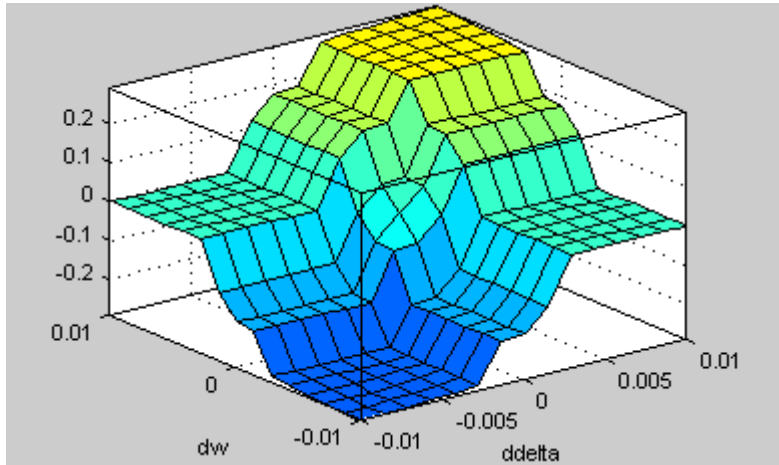
شکل (۴-۱۵) توابع تعلق خروجی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta\delta_E$

جدول شماره ۴-۵ قواعد فازی این کنترل کننده را نمایش می دهد. تقارن حاکم بر این جدول از اهمیت زیادی برخوردار است که این مهم مورد توجه قرار گرفته است.

جدول ۴-۵ قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی $\Delta\delta_E$

$\Delta\delta$	N	Z	P
$\Delta\omega$	NH	NS	Z
N	NH	NS	Z
Z	NS	Z	PS
P	Z	PS	PH

تغییرات خروجی کنترل کننده بر حسب ورودی های آن در شکل ۴-۱۶ آمده است. میزان آرام بودن این تغییرات نشان دهنده رضایت بخش بودن طراحی انجام گرفته است.

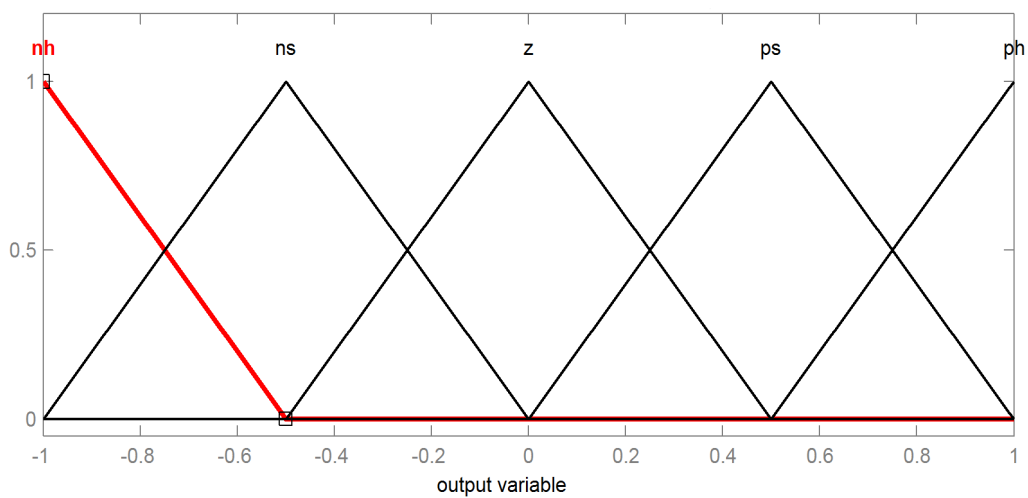


شکل (۱۶-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده برحسب ورودی ها در کنترل کننده برای ورودی $\Delta\delta_E$

۳-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی Δm_B

فازی سازی ورودی های این کنترل کننده مشابه کنترل کننده فازی ورودی $\Delta\delta_E$ است. توابع تعلق مربوطه در شکل ۱۴-۴ آمده است.

تفاوت توابع تعلق خروجی این کنترل کننده با کنترل کننده $\Delta\delta_E$ در رنج خروجی آن است که در شکل ۱۷-۴ دیده می شود.



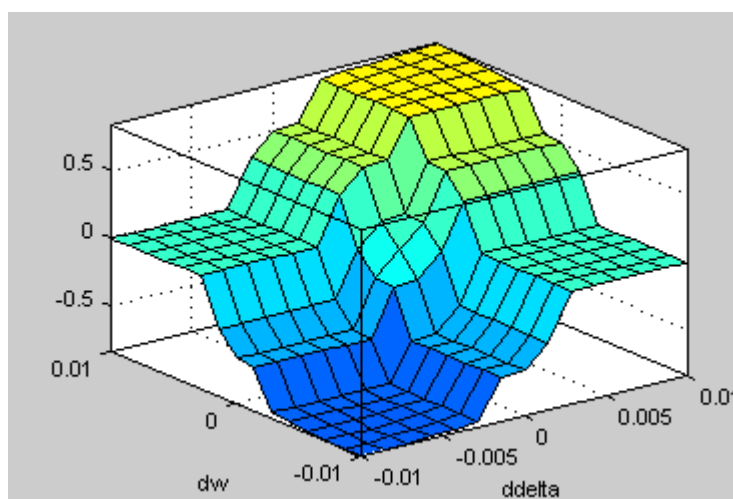
شکل (۱۷-۴) توابع تعلق خروجی کنترل کننده فازی برای ورودی Δm_B

جدول شماره ۴-۶ قواعد فازی این کنترل کننده را نمایش می دهد.

جدول ۴-۶ قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی Δm_B

$\Delta\delta$	N	Z	P
$\Delta\omega$			
N	NH	NS	Z
Z	NS	Z	PS
P	Z	PS	PH

شکل ۴-۱۸ نشان دهنده تغییرات خروجی کنترل کننده طراحی شده بر حسب ورودی های آن است.

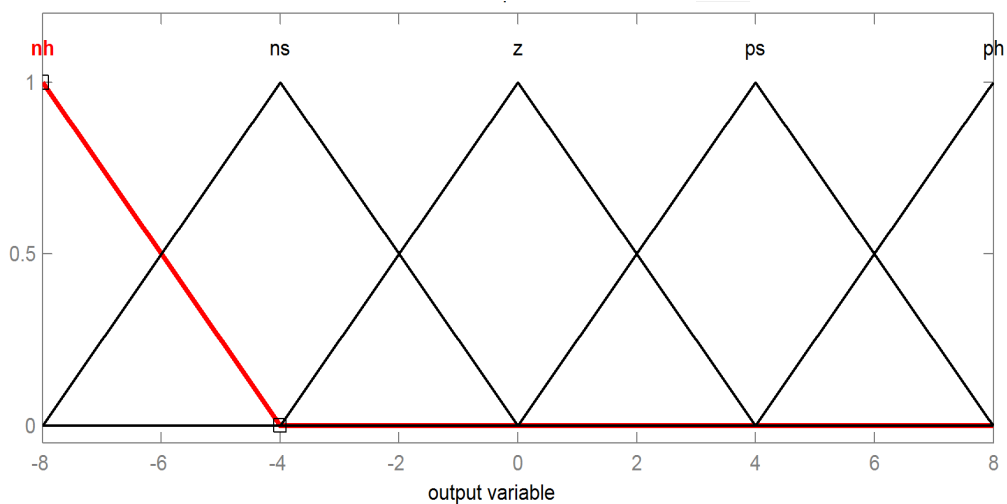


شکل (۴-۱۸) تغییرات خروجی کنترل کننده ورودی Δm_B بر حسب ورودی ها

۴-۸-۴ طراحی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta\delta_B$

فازی سازی ورودی های این کنترل کننده مشابه کنترل کننده فازی ورودی $\Delta\delta_E$ است. توابع تعلق مربوطه در شکل ۴-۱۴ آمده است.

تفاوت توابع تعلق خروجی این کنترل کننده با کنترل کننده ورودی $\Delta\delta_E$ در رنج خروجی آن است که در شکل ۴-۱۹ دیده می شود.



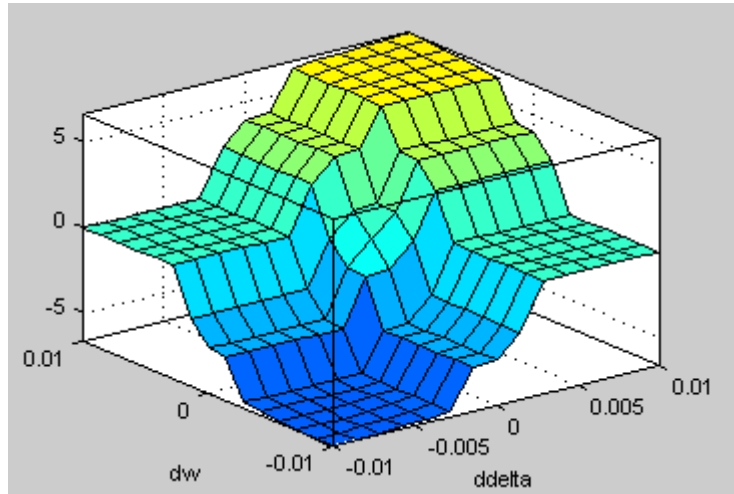
شکل (۴-۱۹) توابع تعلق برای خروجی کنترل کننده فازی برای ورودی $\Delta\delta_B$

جدول شماره ۴-۷ قواعد فازی این کنترل کننده را نمایش می دهد.

جدول ۴-۷ قواعد فازی کنترل کننده فازی ورودی $\Delta\delta_B$

$\Delta\delta$	N	Z	P
$\Delta\omega$			
N	NH	NS	Z
Z	NS	Z	PS
P	Z	PS	PH

شکل ۴-۲۰ نشان دهنده تغییرات خروجی کنترل کننده طراحی شده بر حسب ورودی های آن است.



شکل (۴-۲۰) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی ورودی $\Delta\delta_B$ بر حسب ورودی ها

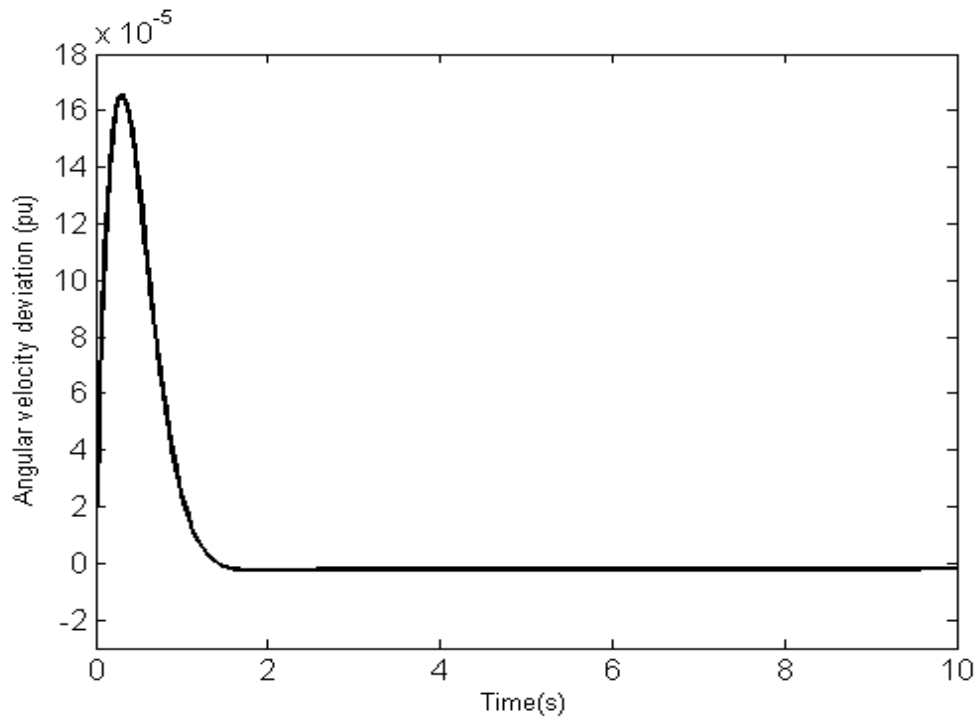
۴-۸-۵ نتایج شبیه سازی کنترل کننده فازی برای میرایی نوسانات فرکانس پایین

در بخش های قبلی برای تک تک ورودی های UPFC کنترل کننده فازی برای میرا کردن نوسانات طراحی شد. برای سیستم قدرتی که در آن UPFC نصب شده است، در پی اغتشاش در توان مکانیکی ورودی، می توان از هر کدام از این چهار کنترل کننده به عنوان کنترل کننده میرایی استفاده کرد.

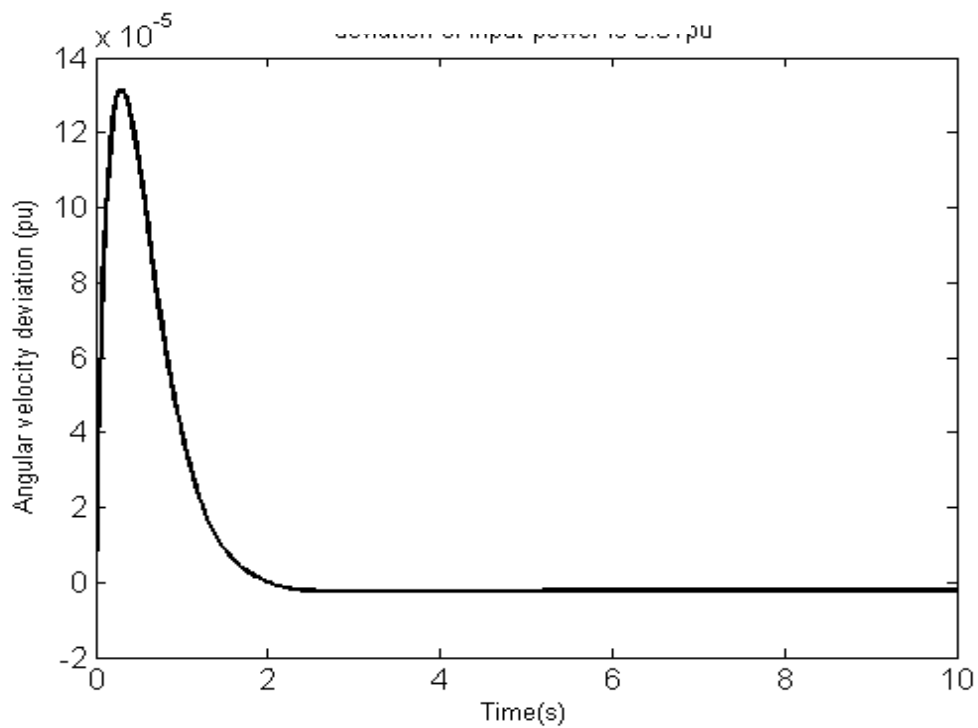
عملکرد هر یک از این کنترل کننده ها در پی اغتشاش پله در توان ورودی سیستم قدرت، $\Delta P_m = 0.01 pu$ شبیه سازی شده است.

هدف میرا شدن نوسانات تغییرات سرعت ($\Delta\omega$) است. چنانچه کنترل کننده فازی ورودی Δm_E در سیستم باشد، پاسخ سیستم در شکل ۴-۲۱ آمده است.

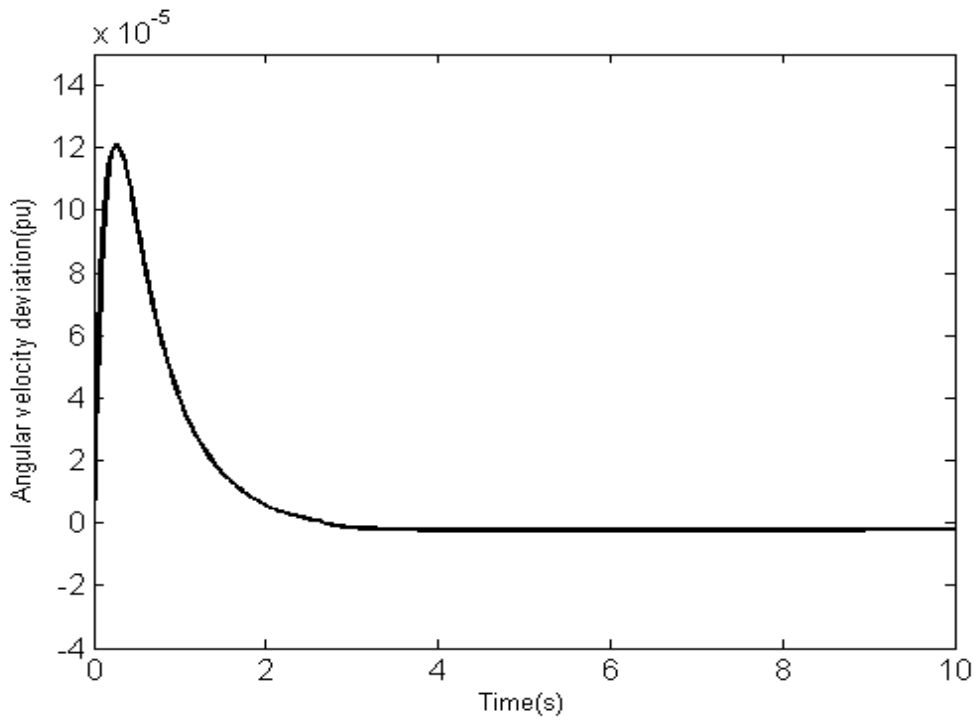
در شکل های ۴-۲۲ تا ۴-۲۴ عملکرد کنترل کننده های فازی که برای سایر ورودی های UPFC طراحی شده اند، آمده است.



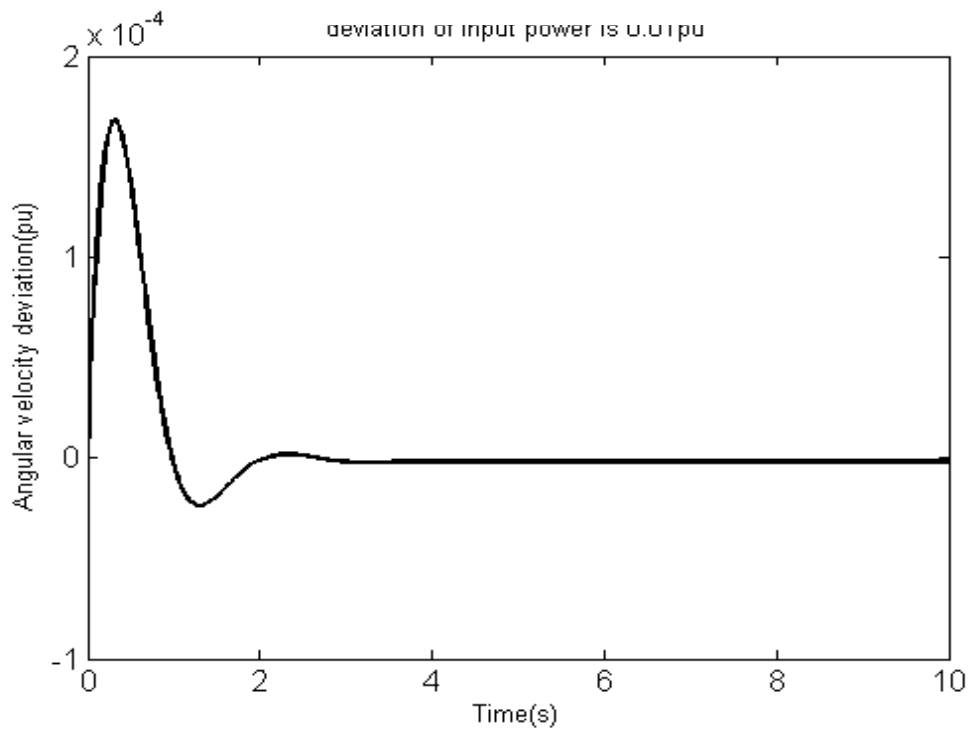
شکل (۴-۲۱) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_E انتخاب شود).



شکل (۴-۲۲) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_E$ انتخاب شود).



شکل(۴-۲۳) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده Δm_B انتخاب شود).



شکل(۴-۲۴) پاسخ سیستم با کنترل کننده فازی به اغتشاش (چنانچه متغیر کنترل کننده $\Delta \delta_B$ انتخاب شود).

نتایج نشان می دهد که تمامی کنترل کننده ها به جز کنترل کننده $\Delta\delta_B$ ، زیر جهش ندارند و رنج فراجش آنها در حد 10^{-5} می باشد. پاسخ کنترل کننده های Δm_E و $\Delta\delta_E$ زمان نشست کمتر از ۲ ثانیه و پاسخ کنترل کننده های Δm_B و $\Delta\delta_B$ زمان نشست کمتر از ۳ ثانیه را دارند.

۴-۸-۶ مقایسه کنترل کننده های فازی و PID در میرایی نوسانات فرکانس پایین

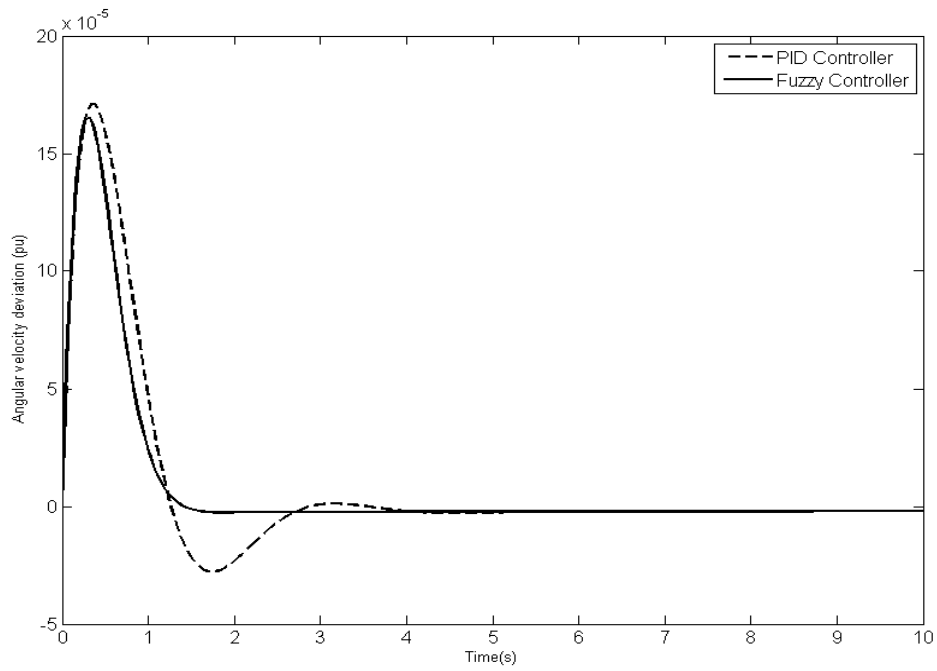
در بخش ۴-۷ کنترل کننده میرایی به روش جبران سازی فاز برای سیستم مورد مطالعه طراحی و شبیه سازی شد. در این بخش نیز کنترل کننده های میرایی فازی طراحی و شبیه سازی شدند.

جهت اعتبارسنجی نتایج کنترل کننده های فازی، نتایج حاصله با نتایج کنترل کننده های PID مورد مقایسه قرار می گیرند.

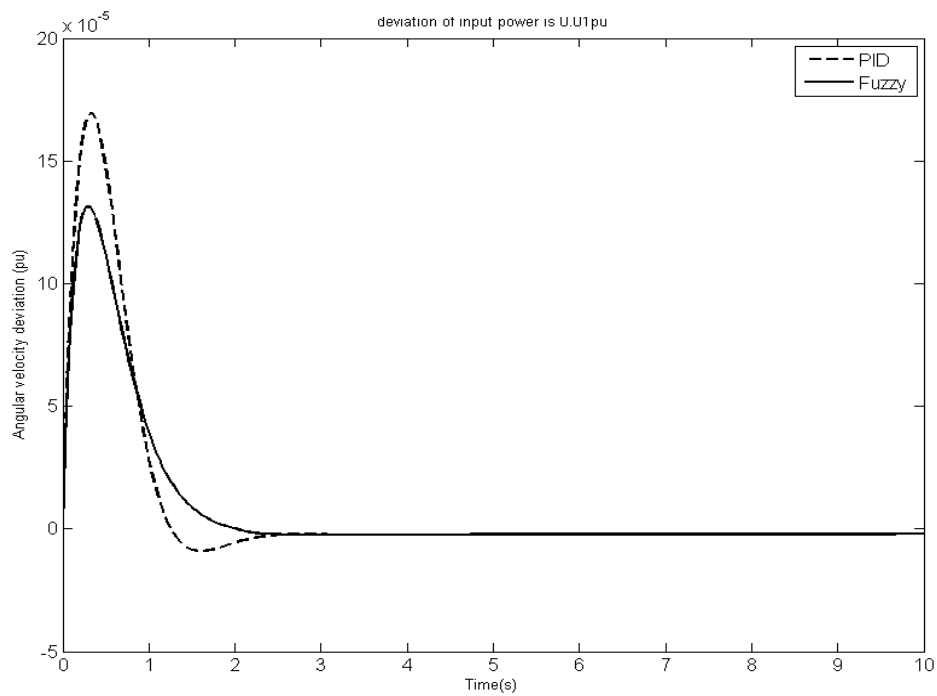
نکته ای که بایستی مورد توجه قرار بگیرد این است که برای کنترل یک سیستم کنترل کننده های PID و فازی متعددی می تواند به کار گرفته شود که همگی میرایی مورد نظر را حاصل بکنند. به طوری که ممکن است یک کنترل کننده فازی از یک کنترل کننده PID بهتر و از دیگر کنترل کننده PID ضعیف تر عمل نماید.

اما این ایراد زمانی وارد است که کنترل کننده PID ما به روش سعی و خطا حاصل شده باشد و نسبتی با سیستم ما نداشته باشد. ولی در مقایسه انجام گرفته در این پروژه، کنترل کننده PID به روش جبران سازی فاز طراحی شده و می توان ادعا نمود که مناسب ترین کنترل کننده PID ممکن برای این سیستم است. با این فرض، هر کنترل کننده فازی ای که بتواند نوسانات را با کیفیت بهتر (زمان نشست ، فراجش و زیر جهش پایین تر) از کنترل کننده PID طراحی شده ، میرا کند؛ یک کنترل کننده فازی مورد قبول است.

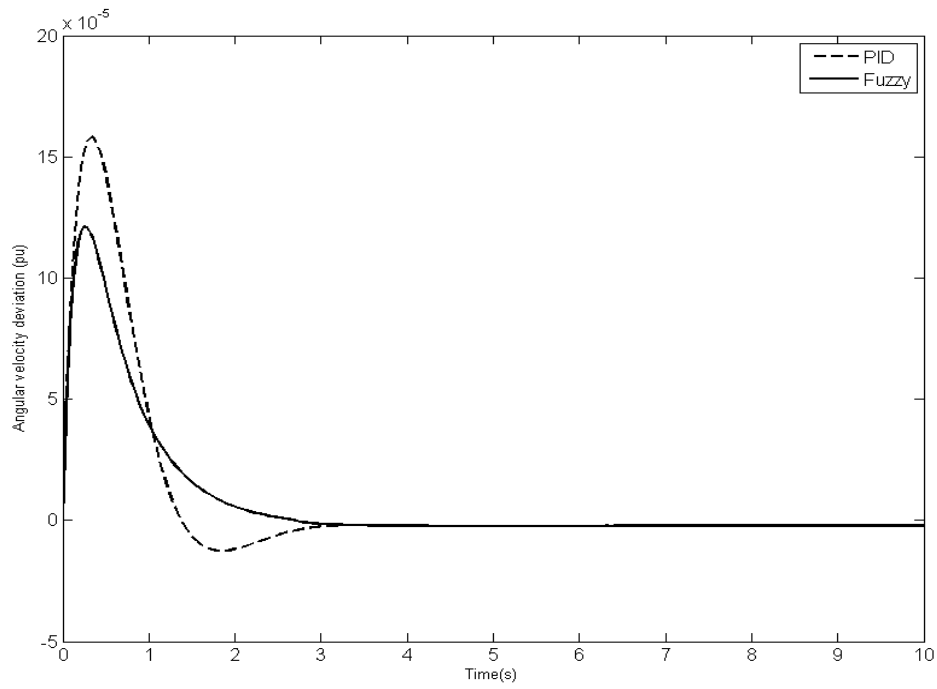
در شکل های ۴-۲۵ تا ۴-۲۸ پاسخ سیستم به اغتشاش چنانچه برای یکی از ورودی های UPFC کنترل کننده های PID یا فازی نصب شده باشد، مقایسه شده است.



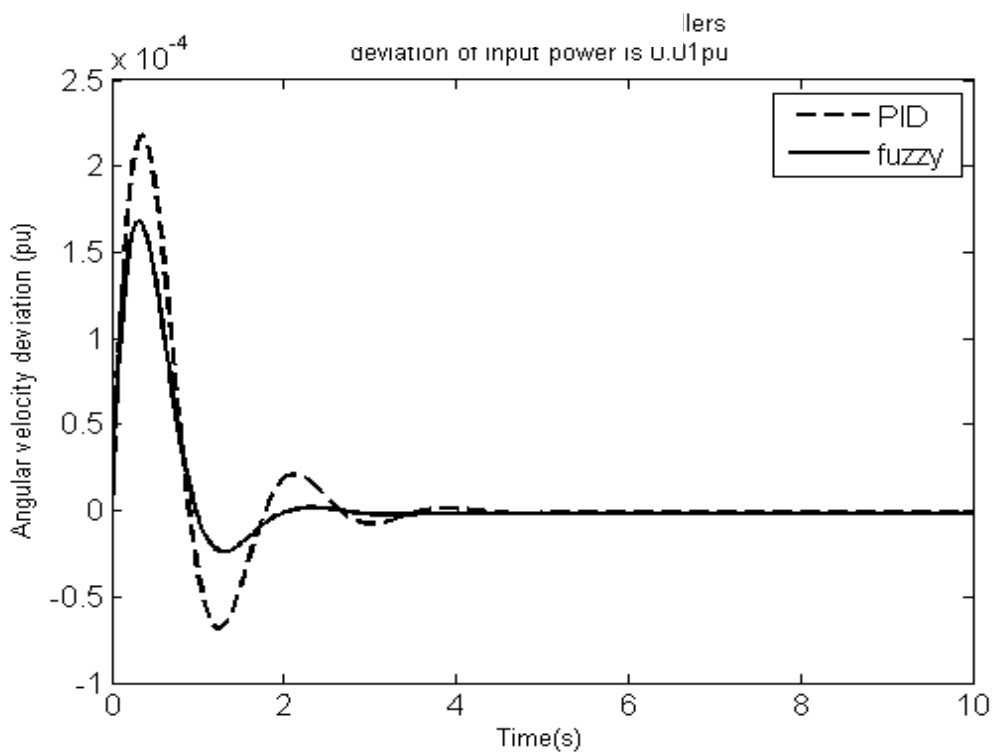
شکل (۴-۲۵) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی Δm_E



شکل (۴-۲۶) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی $\Delta \delta_E$



شکل (۴-۲۷) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی Δm_B



شکل (۴-۲۸) مقایسه کنترل کننده های PID و فازی برای ورودی $\Delta \delta_B$

مقایسه کنترل کننده های میرایی هر کدام از ورودی ها در جدول های شماره ۴-۸ تا ۴-۱۱ آمده است. با توجه با این جداول برتری کنترل کننده های فازی کاملاً مشهود است.

جدول شماره ۴-۸ مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی Δm_E

پارامترهای میرایی	زمان نشست	فرا جهش	زیر جهش
نوع کنترل کننده			
کنترل کننده PID	کمتر از ۴ ثانیه	دارد	دارد
کنترل کننده فازی	کمتر از ۲ ثانیه	دارد	ندارد
توجه: فراجهش کنترل کننده فازی کوچکتر از کنترل کننده PID است.			

جدول شماره ۴-۹ مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی $\Delta \delta_E$

پارامترهای میرایی	زمان نشست	فرا جهش	زیر جهش
نوع کنترل کننده			
کنترل کننده PID	کمتر از ۳ ثانیه	دارد	دارد
کنترل کننده فازی	کمتر از ۲ ثانیه	دارد	ندارد
توجه: فراجهش کنترل کننده فازی کوچکتر از کنترل کننده PID است.			

جدول شماره ۴-۱۰ مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی Δm_B

پارامترهای میرایی	زمان نشست	فرا جهش	زیر جهش
نوع کنترل کننده			
کنترل کننده PID	کمتر از ۳ ثانیه	دارد	دارد
کنترل کننده فازی	کمتر از ۳ ثانیه	دارد	ندارد
توجه: فراجهش کنترل کننده فازی کوچکتر از کنترل کننده PID است.			

جدول شماره ۴-۱۱ مقاسیه کنترل کننده های میرایی ورودی $\Delta\delta_B$

پارامترهای میرایی	زمان نشست	فرا جهش	زیر جهش
نوع کنترل کننده			
کنترل کننده PID	کمتر از ۵ ثانیه	دارد	دارد
کنترل کننده فازی	کمتر از ۲ ثانیه	دارد	دارد
توجه: فراجهش کنترل کننده فازی کوچکتر از کنترل کننده PID است. پاسخ کنترل کننده PID فراجهش و زیرجهش مرتبه دوم هم دارد.			

۹-۴ بهینه سازی کنترل کننده های میرایی فازی

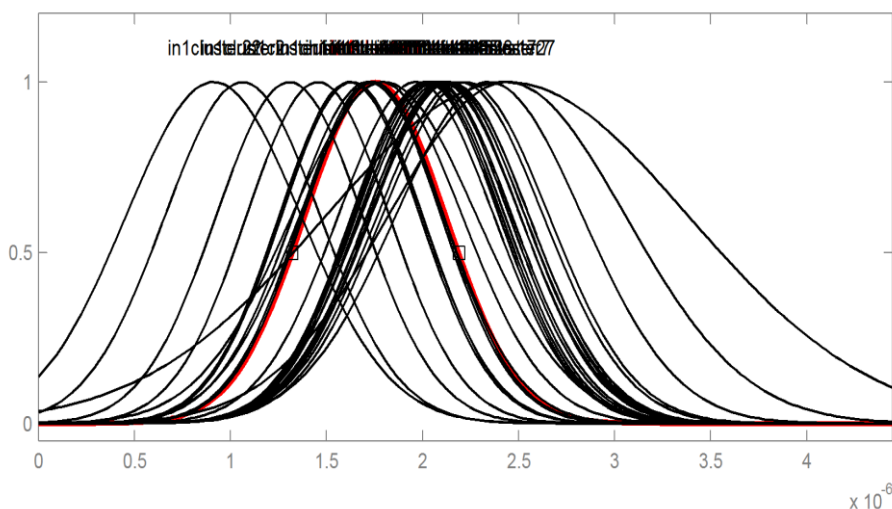
روشهای بهینه سازی کنترل کننده فازی در بخش ۴-۵ مورد بررسی قرار گرفت. در این بخش کنترل کننده های فازی طراحی شده در بخش های قبلی بهینه سازی شده است. برای این منظور از روش خوشه بندی c- میانگین فازی استفاده شده است. به این ترتیب که ورودی ها و خروجی هر کدام از کنترل کننده به عنوان داده های گسسته در خوشه های معین قرار می گیرند تا بر اساس آن، توسط نرم افزار MATLAB کنترل کننده فازی بهینه ایجاد شود.

موتور استنتاج فازی برای کنترل کننده ها در این بخش، از نوع سوگنو انتخاب شده است.

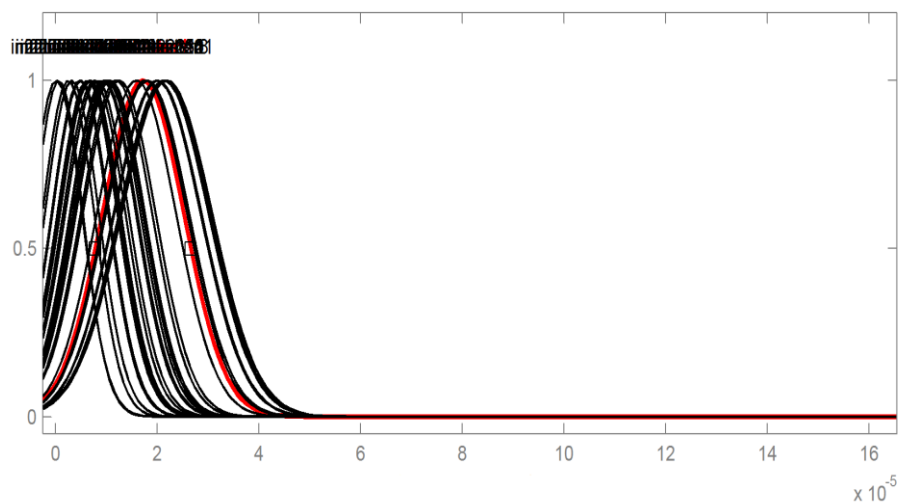
در زیر بخش های بعدی کنترل کننده های فازی بهینه شده برای هر کدام از ورودی های سیستم مورد مطالعه آمده است.

۹-۴-۱ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی Δm_E

پس از آموزش سیستم با داده های کنترل کننده فازی طراحی شده برای ورودی Δm_E ، توابع تعلق ورودی های کنترل کننده را به دست آورده ایم. این توابع از نوع گوسی انتخاب شده است. در شکل های ۴-۲۹ و ۴-۳۰ این توابع تعلق نشان داده شده است.

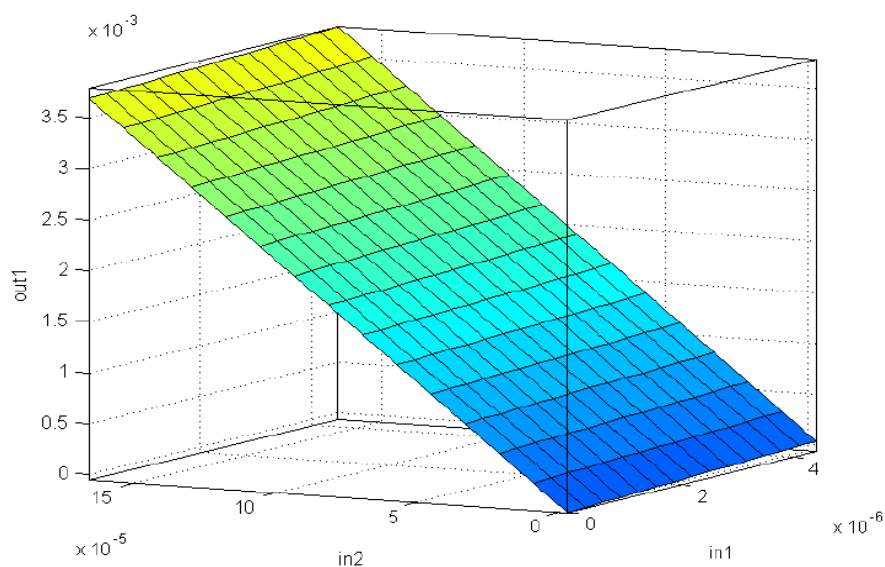


شکل (۴-۲۹) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \delta$ در کنترل کننده ورودی Δm_E



شکل (۳۰-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta\omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_E

تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه برحسب ورودی های آن در شکل ۳۱-۴ آمده است. مقایسه این شکل با شکل ۱۳-۴ میزان بهینگی کنترل کننده را نشان می دهد. هرچه این سطح صاف و دارای تغییرات کم باشد، نشان دهنده موفقیت و قابلیت کنترل کننده است.

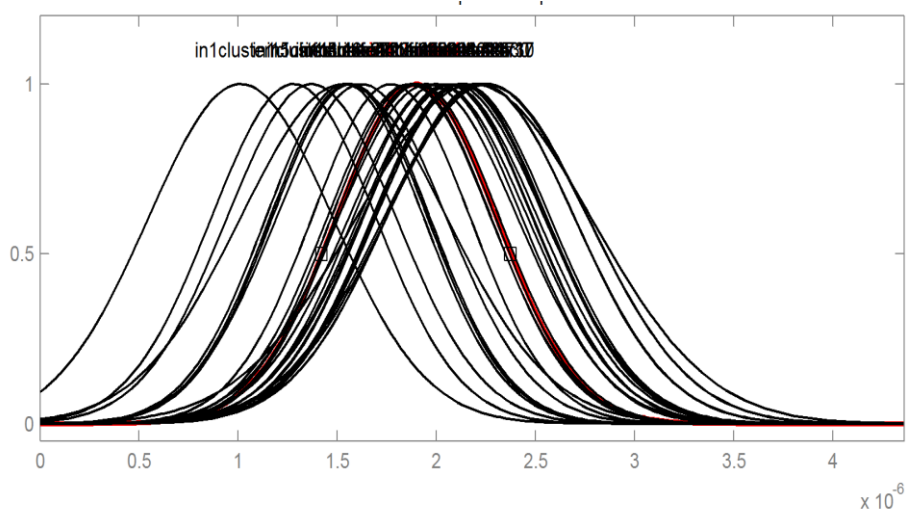


شکل (۳۱-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_E بر حسب ورودی ها

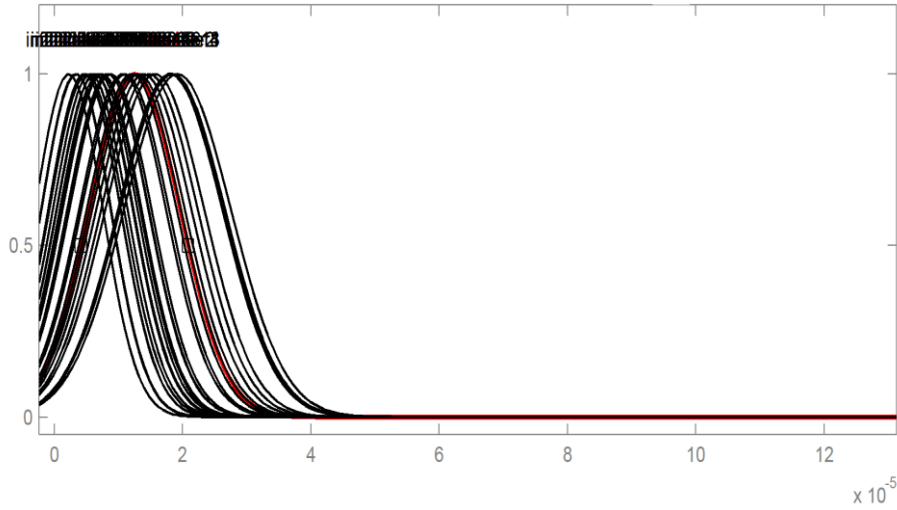
۲-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی $\Delta \delta_E$

توابع تعلق برای ورودی های این کنترل کننده نیز از نوع گوسی بوده و توسط نرم افزار از خوشه بندی داده های کنترل کننده فازی به دست آمده است.

شکل های ۳۲-۴ و ۳۳-۴ نشان دهنده توابع تعلق ورودی های این کنترل کننده هستند.

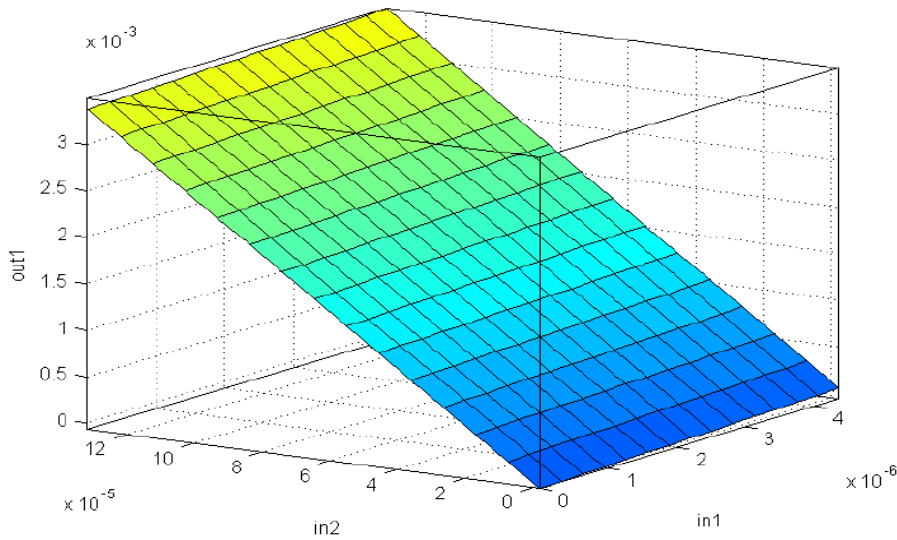


شکل (۳۲-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta \delta$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta \delta_E$



شکل (۳۳-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta\omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta\delta_E$

شکل ۳۴-۴ تغییرات خروجی این کنترل کننده بر حسب ورودی های آن را نشان می دهد. مقایسه این شکل با شکل ۱۶-۴ میزان بهینگی را نشان می دهد.

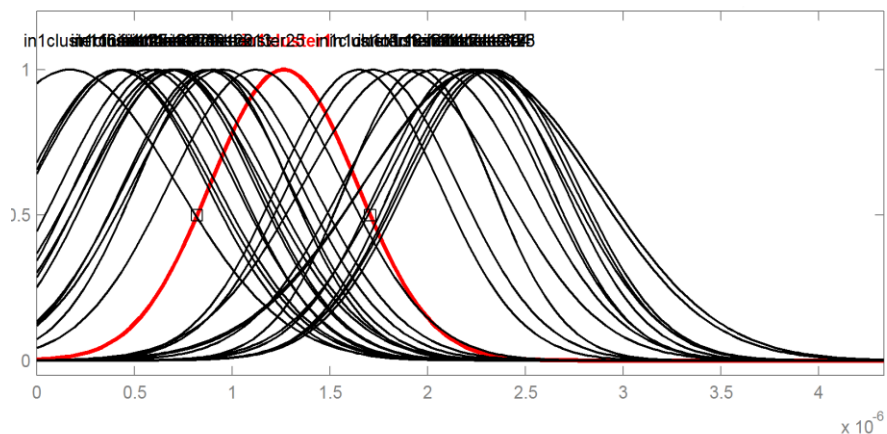


شکل (۳۴-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta\delta_E$ بر حسب ورودی ها

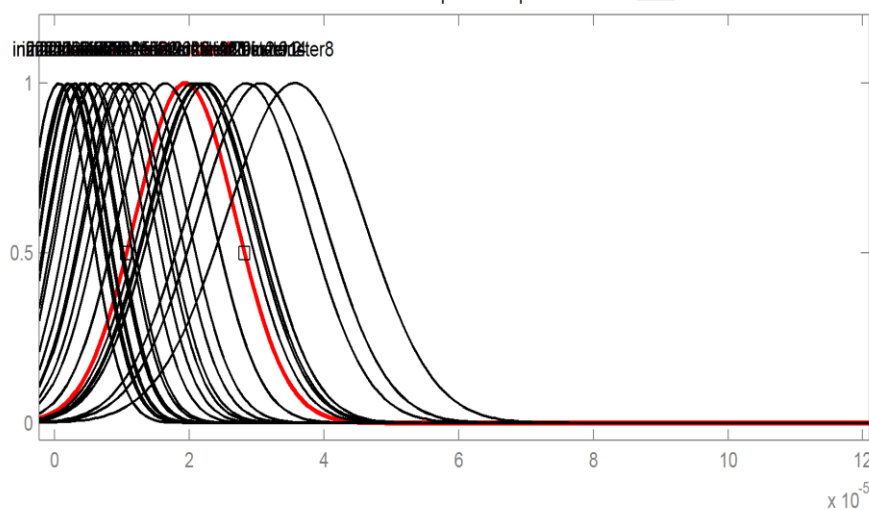
۳-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی Δm_B

توابع تعلق برای ورودی های این کنترل کننده نیز از نوع گوسی بوده و توسط نرم افزار از خوشه بندی داده های کنترل کننده فازی به دست آمده است.

شکل های ۳۵-۴ و ۳۶-۴ نشان دهنده توابع تعلق ورودی های این کنترل کننده هستند.

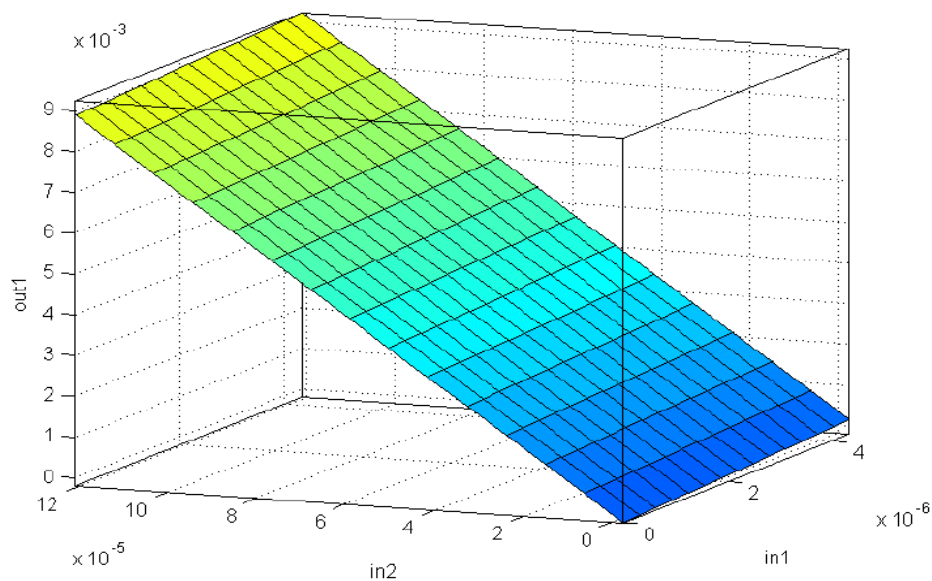


شکل (۳۵-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta\delta$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_B



شکل (۳۶-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta\omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_B

شکل ۳۷-۴ تغییرات خروجی این کنترل کننده بر حسب ورودی های آن را نشان می دهد. مقایسه این شکل با شکل ۱۸-۴ میزان بهینگی را نشان می دهد.

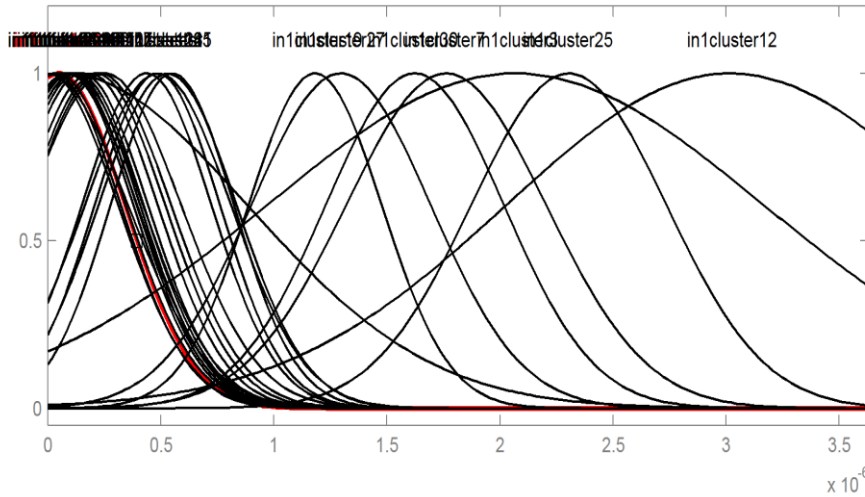


شکل (۴-۳۷) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی Δm_B بر حسب ورودی ها

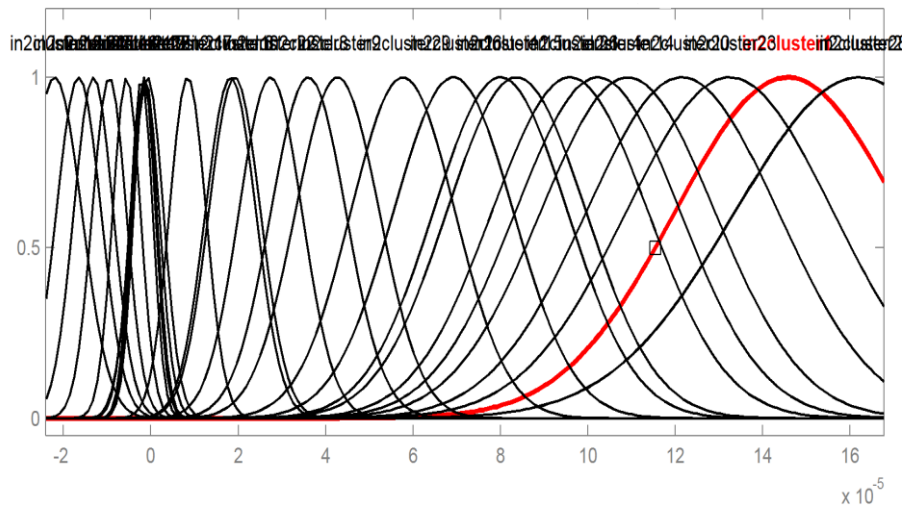
۴-۹-۴ کنترل کننده فازی بهینه برای ورودی $\Delta \delta_B$

توابع تعلق برای ورودی های این کنترل کننده نیز از نوع گوسی بوده و توسط نرم افزار از خوشه بندی داده های کنترل کننده فازی نظیرش به دست آمده است.

شکل های ۴-۳۸ و ۴-۳۹ نشان دهنده توابع تعلق ورودی های این کنترل کننده هستند.



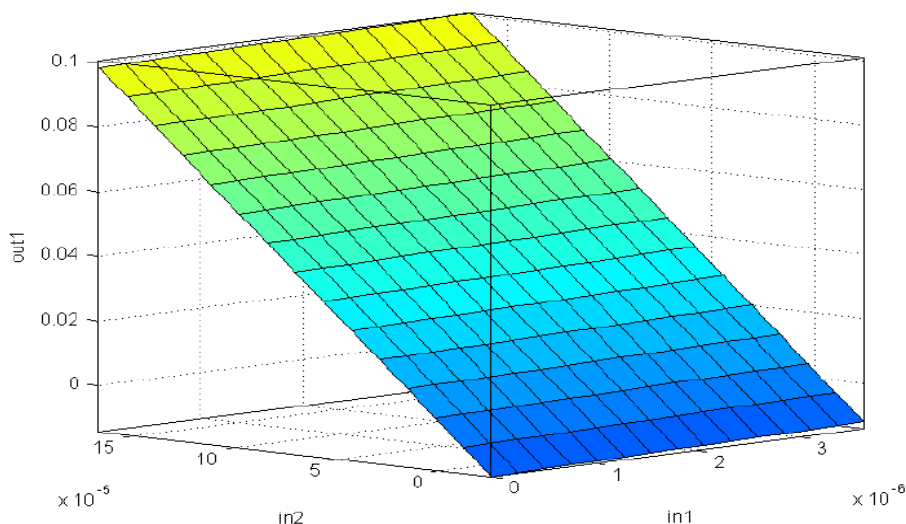
شکل (۳۸-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta\delta$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta\delta_B$



شکل (۳۹-۴) توابع تعلق کنترل کننده فازی بهینه برای $\Delta\omega$ کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta\delta_B$

شکل ۴۰-۴ تغییرات خروجی این کنترل کننده بر حسب ورودی های آن را نشان می دهد. مقایسه این

شکل با شکل ۲۰-۴ میزان بهینگی را نشان می دهد.



شکل (۴-۴) تغییرات خروجی کنترل کننده فازی بهینه ورودی $\Delta\delta_B$ بر حسب ورودی ها

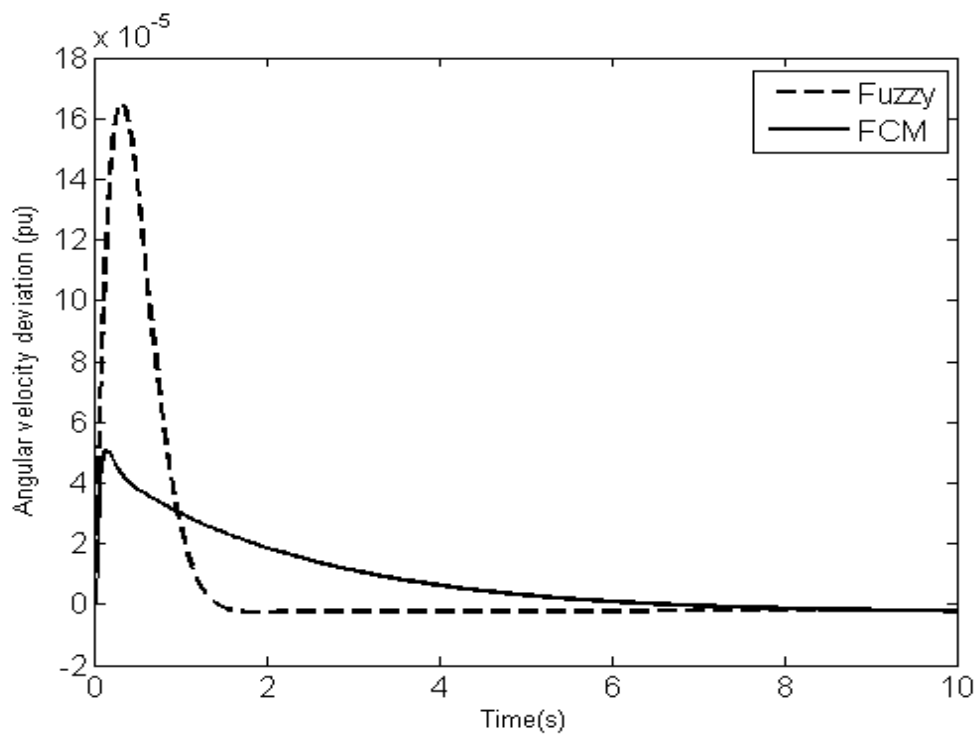
۴-۹-۵ مقایسه عملکرد کنترل کننده های فازی و فازی بهینه در میرایی

در بخش های قبلی، کنترل کننده های فازی هر کدام از ورودی های UPFC بهینه سازی شد. در این بخش عملکرد این کنترل کننده ها در میرایی قبل و بعد از بهینه سازی مورد مقایسه قرار گرفته است.

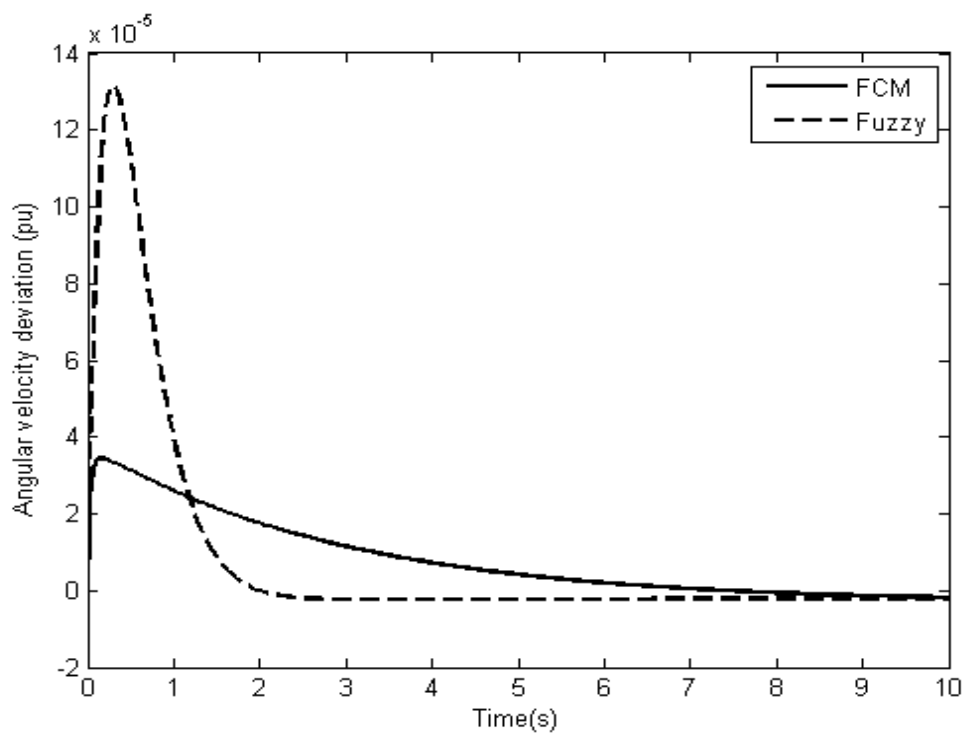
عملکرد هر یک از این کنترل کننده ها در پی اغتشاش پله در توان ورودی سیستم قدرت، $\Delta P_m = 0.01 pu$ شبیه سازی شده است.

هدف میرا شدن نوسانات تغییرات سرعت ($\Delta\omega$) است. چنانچه کنترل کننده فازی ورودی Δm_E در سیستم باشد، پاسخ سیستم در شکل ۴-۴۱ آمده است.

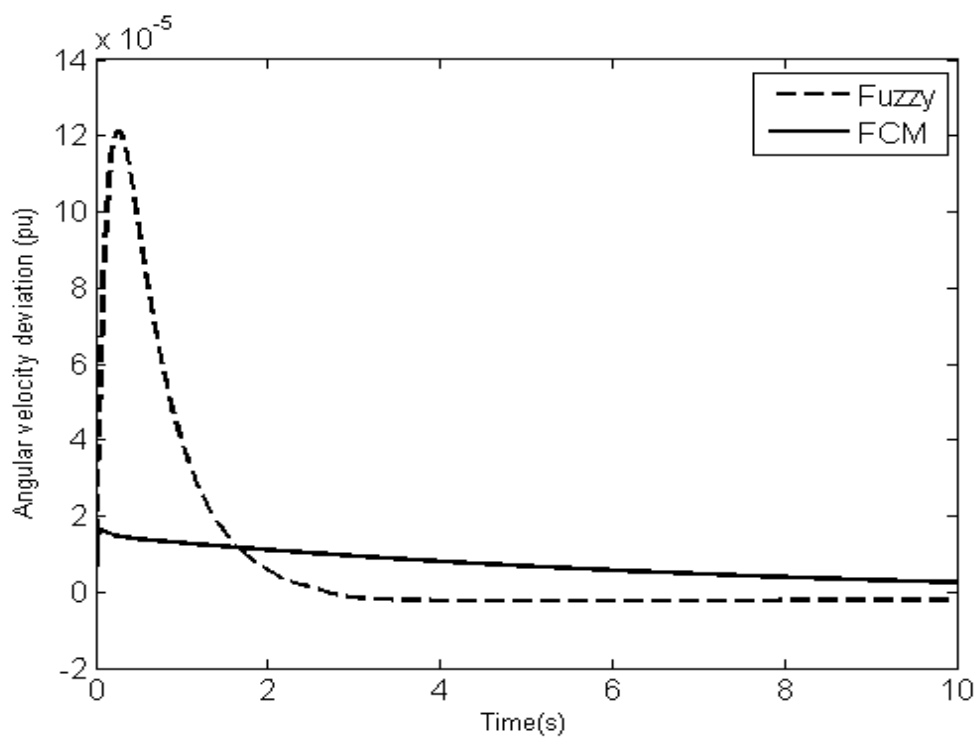
در شکل های ۴-۴۲ تا ۴-۴۴ عملکرد کنترل کننده های فازی که برای سایر ورودی های UPFC طراحی شده اند، آمده است.



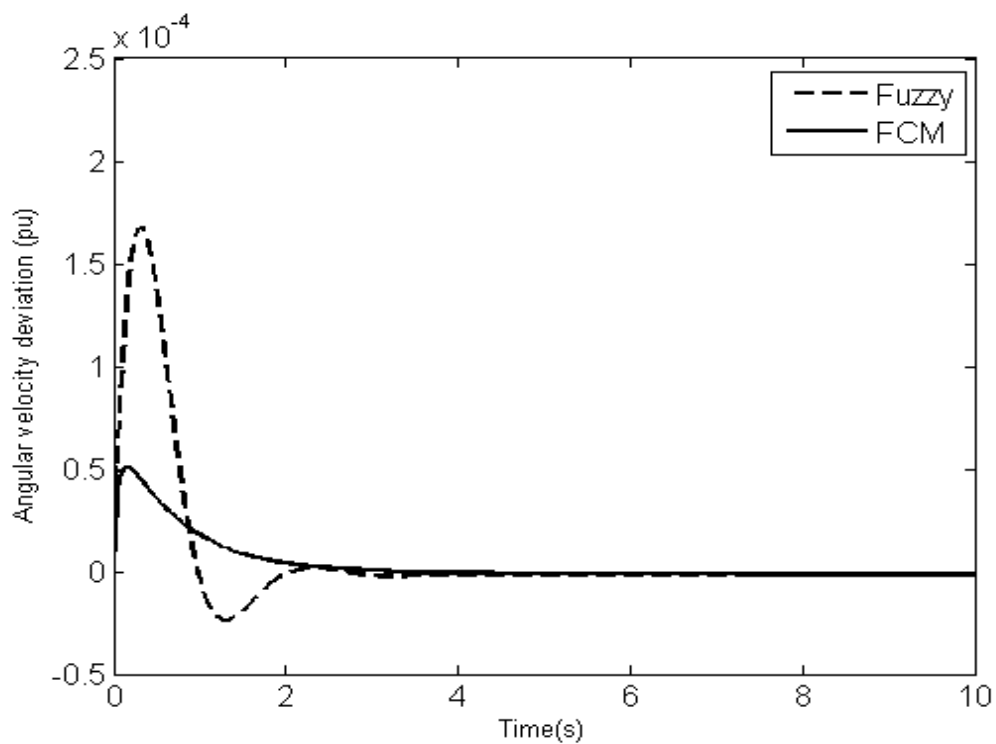
شکل (۴-۴۱) مقایسه کنترل کننده های فازی و فازی بهینه برای ورودی Δm_E



شکل (۴-۴) مقایسه کنترل کننده های فازی و فازی بهینه برای ورودی $\Delta\delta_E$



شکل (۴-۵) مقایسه کنترل کننده های فازی و فازی بهینه برای ورودی Δm_B



شکل (۴-۴۴) مقایسه کنترل کننده های فازی و فازی بهینه برای ورودی $\Delta\delta_B$

نتایج شبیه سازی ها نشان دهنده موفقیت بهینه سازی کنترل کننده های فازی است. به طوری که با حضور کنترل کننده های فازی بهینه شده، در پی وقوع اغتشاش، به صورت بهتری میرا شده اند.

شبیه سازی های انجام شده نشان داد که در سیستم بدون پایدارساز، چنانچه برای UPFC موجود در سیستم کنترل کننده هایی جهت میرایی نوسانات طراحی شوند می توانند نوسانات فرکانس پایین شبکه را میرا کنند. همچنین نتایج نشان داد که با طراحی کنترل کننده های فازی به جای کنترل کننده های رایج کیفیت میرایی بهبود پیدا می کند. با بهینه کردن کنترل کننده های فازی پیشنهاد شده توسط روش خوشه بندی C- میانگین فازی، در پی اغتشاش، نوسانات با کیفیت بهتری میرا می شوند.

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه گیری

در یک سیستم قدرت تک ماشین متصل به باس بینهایت که پایدارساز سیستم قدرت در آنها موجود نباشد، چنانچه UPFC برای مقاصد دیگر در آن شبکه نصب شده باشد، می توان نوسانات فرکانس پایین سیستم قدرت را با طراحی کنترل کننده های خاصی برای ورودی های UPFC به صورت مطلوب میرا کرد. ساده ترین این کنترل کننده ها ، کنترل کننده هایی از نوع PID می باشند که به روش جبران سازی فاز با توجه به وضعیت قطب های سیستم، طراحی می شوند. با نصب این کنترل کننده ها که با گرفتن فیدبک از $\Delta\omega$ با اعمال تغییرات مناسب در ورودی های UPFC می توان نوسانات را به صورت مطلوب میرا کرد.

کنترل کننده های فازی که براساس دانش ما از سیستم و یا روش سعی و خطا طراحی می شوند نیز می توانند به عنوان کنترل کننده های میرایی برای UPFC مورد استفاده قرار بگیرند. برای این کنترل کننده ها از پارامترهای $\Delta\omega$ و $\Delta\delta$ به عنوان ورودی کنترل کننده استفاده شده است.

مقایسه عملکرد کنترل کننده های فازی و کنترل کننده های PID نشان دهنده برتری کنترل کننده فازی در میرا کردن نوسانات فرکانس پایین است.

همچنین با بهینه کردن کنترل کننده های فازی طراحی شده به روش خوشه بندی C-میانگین فازی ، می توان در پی وقوع اغتشاش نوسانات به مقدار زیادی کاهش داد.

بنابراین برای سیستم های فاقد پایدارساز که UPFC در آنها نصب شده است می توان از این وسیله موثر به عنوان پایدارساز سیستم و میرا کننده نوسانات فرکانس پایین نیز استفاده کرد.

۵-۲ پیشنهادات

با توجه با این پژوهش انجام گرفته پیشنهادات زیر برای کارهای آتی ارائه می گردد.

۱. طراحی و شبیه سازی کنترل کننده های فازی برای UPFC جهت میرایی در سیستم های چند

ماشینه

۲. در نظر گرفتن هدف میرا کنندگی برای UPFC به عنوان یکی از قیود، در بحث جایابی بهینه UPFC

۳. طراحی و شبیه سازی کنترل کننده های فازی برای UPFC جهت میرایی در سیستم قدرت ایران

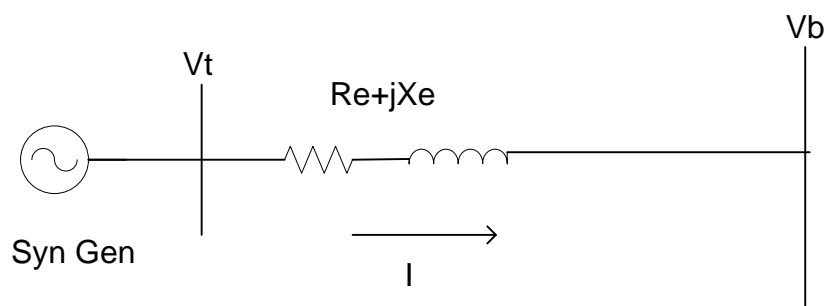
فصل دوم

میرایی نوسانات فرکانس پایین

سیستم قدرت

۱-۲ سیستم مورد مطالعه

در این مطالعه برای بررسی نوسانات فرکانس پایین سیستم قدرت، یک سیستم تک ماشین متصل به باس بینهایت در نظر گرفته می شود. ابتدا در این معادلات توصیف کننده سیستم مورد بررسی قرار می گیرد. سپس بحث پایداری سیستم و روش های میرا کردن نوسانات فرکانس پایین مطرح می شود.



شکل (۱-۲) سیستم قدرت تک ماشین متصل به باس بینهایت

نوسانات سیستم قدرت معمولاً به دینامیک ژنراتور، گاورنر توربین و سیستم های تحریک مربوط می شوند. برای بررسی این نوسانات از معادلات خطی ژنراتور سنکرون حول یک نقطه کار استفاده می کنند. متداول ترین مدل برای مطالعات پایداری مدل هفرون- فیلیپس سیستم قدرت است [۲]. این مدل، مدل

خطی شده درجه سوم ماشین سنکرون است. این مدل بر حسب متغیرهای حالت ورودی ها به شکل زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \omega_0 x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{J} u_1 - \frac{1}{J} T_e - \frac{D}{J} x_2 \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{T'_{do}} (u_2 - x_3 - (X_d - X'_d) i_d) \end{aligned} \quad (1-2)$$

در معادلات بالا $u_1 = T_m$ و $u_2 = E_{FD}$ تعریف شده اند. پس از خطی شدن معادلات داریم:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_1 &= \omega_0 \Delta x_2 \\ \Delta \dot{x}_2 &= \frac{1}{J} \Delta u_1 - \frac{1}{J} \Delta T_e - \frac{D}{J} \Delta x_2 \\ \Delta \dot{x}_3 &= \frac{1}{T'_{do}} [\Delta u_2 - \Delta x_3 - (x_d - x'_d) \Delta i_d] \end{aligned} \quad (2-2)$$

در نهایت مدل فضای حالت سیستم به صورت زیر خواهد بود [۲]:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_1 \\ \Delta \dot{x}_2 \\ \Delta \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 \\ -\frac{k_1}{J} & -\frac{D}{J} & -\frac{k_2}{J} \\ \frac{-k_4}{k_3 T'_{do}} & 0 & \frac{-1}{k_3 T'_{do}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T'_{do}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_1 \\ \Delta u_2 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

با در نظر گرفتن ساده ترین مدل برای AVR^{۳۲} که یک گین می باشد، می توان بلوک دیاگرام سیستم مورد بررسی را به دست آورد.

۲-۲ پایداری سیستم قدرت

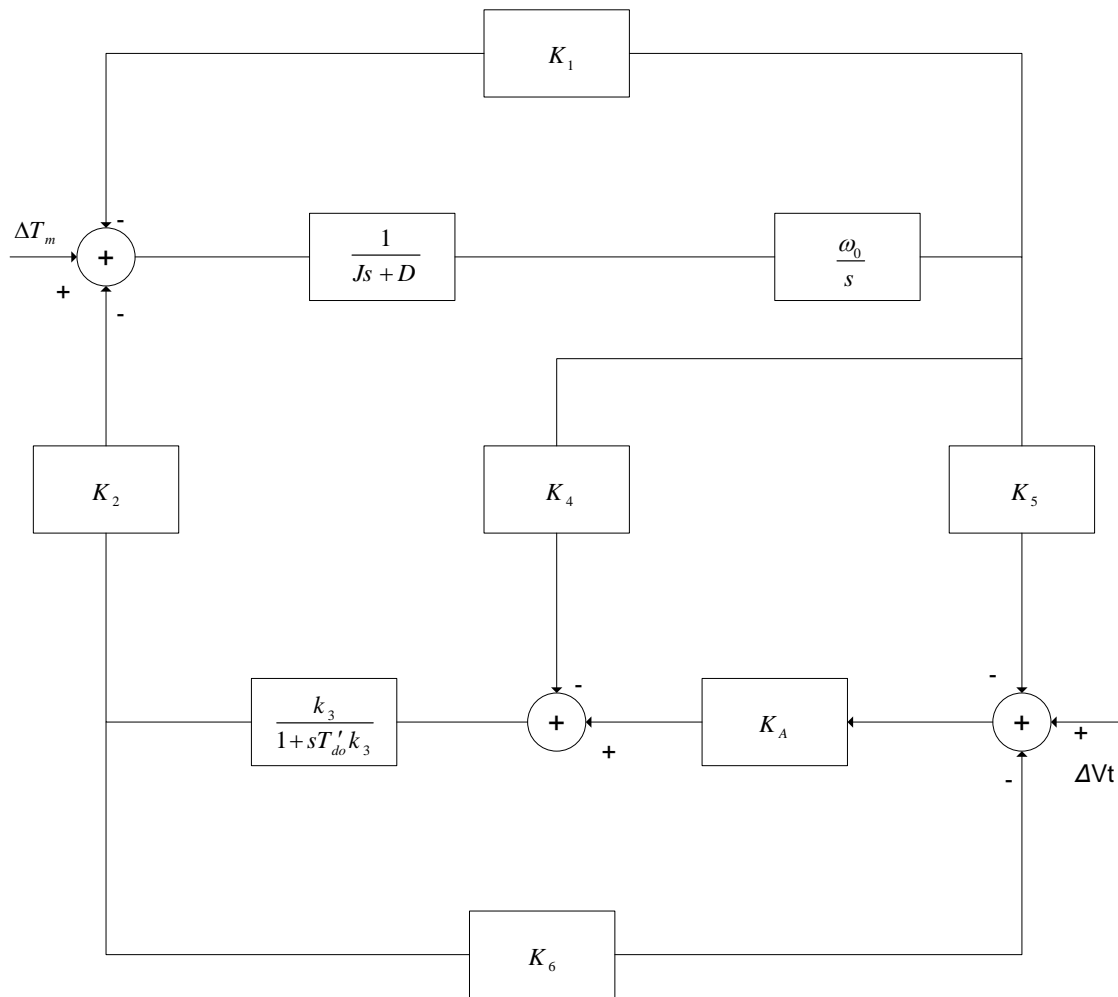
طبق تعریف، یک سیستم قدرت هنگامی ناپایدار است که سیستم های کنترلی از عهده اغتشاش برنیایند و برای حفظ سلامت سیستم، سیستم های حفاظتی وارد عمل شوند [۲].

پایداری در سیستم قدرت به سه گروه تقسیم می شود: پایداری مانا^{۳۳}، پایداری دینامیکی^{۳۴} و پایداری گذرا^{۳۵}. منظور از پایداری مانا توانایی سیستم در حفظ پایداری اش پس از یک اغتشاش بسیار کوچک است. منظور از پایداری دینامیکی توانایی سیستم در حفظ شرایط جدید پس از نوسانات ایجاد شده با یک اغتشاش کم دامنه و منظور از پایداری گذرا توانایی سیستم در حفظ شرایط جدید پس از نوسانات ایجاد شده با یک اغتشاش پر دامنه است [۲].

³³ Steady State Stability

³⁴ Dynamic Stability

³⁵ Transient Stability



شکل

(۲-۲) بلوک دیاگرام سیستم تک ماشین متصل به باس بینهایت همراه با AVR [۲]

در بررسی پایداری مانا و پایداری دینامیکی به دلیل اینکه دامنه اغتشاش کوچک است، از مدل خطی استفاده می شود. بررسی پایداری این مدل کاملاً شبیه هر سیستم خطی دیگر است. یک سیستم خطی در فضای حالت در صورتی پایدار است که تمام مقادیر ویژه سیستم قسمت حقیقی منفی داشته باشند.

اگر به یک سیستم قدرت چند ماشینه اغتشاشی وارد گردد؛ فرکانس، زاویه بار و ولتاژ تمام واحد ها دستخوش نوسان می شود. چنانچه سیستم پایدار باشد، این نوسانات معمولاً در عرض چند ثانیه از بین می روند و سیستم در شرایط جدید و به صورت پایدار به عملکرد خود ادامه می دهد. این نوسانات در سیستم های قدرت به نوسانات فرکانس پایین معروف شده اند.

فرکانس نوسانات فرکانس پایین معمولاً بین چند دهم هرتز تا چندین هرتز است. این نوسانات را بعضاً به دو نوع محلی^{۳۶} و بین ناحیه ای^{۳۷} تقسیم می کنند. نوسانات محلی، نوسانات فرکانس پایین یک واحد نیروگاهی و یا واحد های یک نیروگاه نسبت به بقیه شبکه است. نوسانات بین ناحیه ای نوسانات واحد های یک ناحیه نسبت به واحد های ناحیه دیگر است [۲].

ریشه ی اصلی این نوسان در یک ژنراتور سنکرون تقابل بین گشتاور مکانیکی، که از توربین به روتور اعمال می شود، با گشتاور الکتریکی، که از سیم پیچ استاتور روی روتور اعمال می شود و با گشتاور مکانیکی به مقابله بر می خیزد، است. این معادله به صورت زیر است:

$$T_m - T_e = J \frac{d\omega}{dt} + D.\omega \quad (۴-۲)$$

در این معادله ω سرعت زاویه ای روتور، J اینرسی روتور و D ضریب اصطکاک است که عملاً مقدار ثابتی نیست ولی با تقریب آن را ثابت در نظر می گیرند. حال T_m ، گشتاور مکانیکی، و T_e ، گشتاور الکتریکی، بیشتر بررسی می شوند:

T_m مقدار گشتاور مکانیکی است که توربین تولید می کند. در حین نوسانات در یک سیستم قدرت، گاورنر مشغول به کار است و با باز و بسته کردن دریچه ی تغذیه کننده ی توربین (بخار، آب و گاز) گشتاور مکانیکی را تغییر می دهد. این تغییرات در جهت تسریع میرا شدن این نوسانات است.

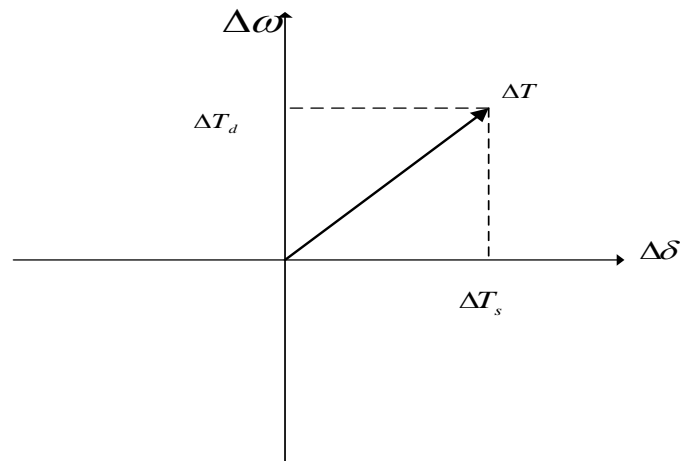
گشتاور الکتریکی را می توان به صورت زیر بیان کرد [۲]:

$$\Delta T_e = k_s(s)\Delta\delta + k_D(s)\Delta\omega_r \quad (۵-۲)$$

³⁶ Local Oscillation

³⁷ Inter Area Oscillation

همانطور که رابطه (۵-۲) نشان می دهد گشتاور الکترومکانیکی دارای دو مولفه است. این امر در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. k_D و k_S به ترتیب بیانگر گشتاورهای سنکرون کننده و میرا کننده هستند. این پارامترها به نقطه کار ژنراتور، پارامترهای شبکه قدرت و پایداری سیستم تحریک حساسند.



شکل (۲-۳) مولفه های گشتاور الکترومکانیکی

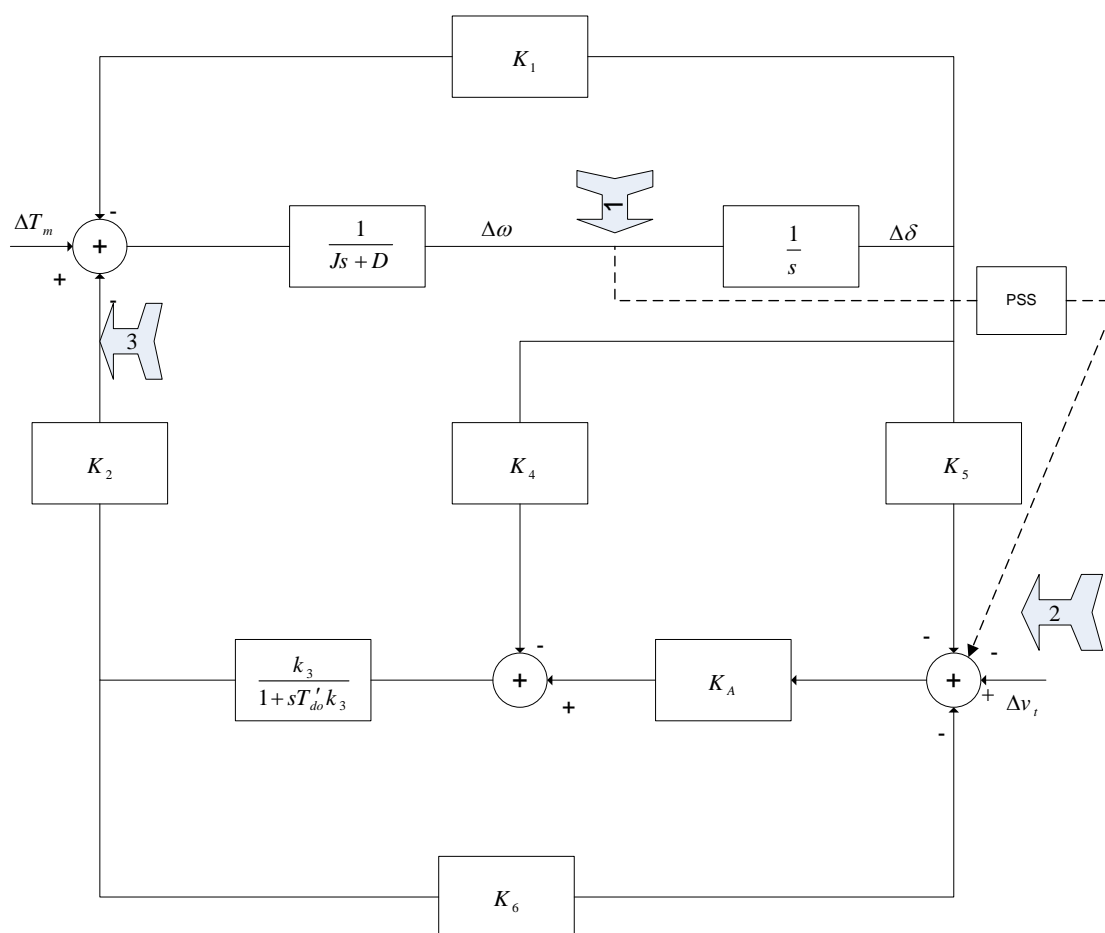
معادله مشخصه قسمت دینامیکی ژنراتور به صورت زیر خواهد بود:

$$S^2 + \frac{K_D + D}{2H} S + \frac{K_S \omega_0}{2H} = 0 \quad (۲-۶)$$

برای سیستم های پایدار هر دو عبارت $K_D + D$ و K_S مثبت هستند. اگر K_S منفی باشد، سیستم حداقل یک ریشه حقیقی مثبت خواهد داشت و ژنراتور از حالت سنکرون بودن بدون هیچ نوسانی خارج می شود. اگر $K_D + D$ منفی باشد، سیستم حداقل یک ریشه با قسمت حقیقی مثبت خواهد داشت. معمولاً اثر AVR در یک سیستم تحریک در جهت افزایش گشتاور سنکرون کننده و کاهش اثر گشتاور میرا کننده است. در این حالت ممکن است که $K_D + D$ منفی گردد. در این صورت، سیستم یک ریشه مختلط با قسمت حقیقی مثبت خواهد داشت و نوساناتی با دامنه افزایشی رخ خواهد داد. این مسئله نیاز به طراحی کنترل کننده جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین را نشان می دهد.

مهندسی قدرت از سال های دهه ۱۹۶۰ روی موضوع میرا کردن نوسانات فرکانس پایین کار کرده اند. در این مورد، محققان به دنبال فهمیدن جنبه فیزیکی سیستم قدرت (ماهیت نوسانات فرکانس پایین) و

طراحی کنترل کننده میرایی برای افزایش گشتاور میرا کننده بوده اند. طراحی پایدارسازهای سیستم قدرت نمونه بسیار خوبی برای این روش بوده است. برای حصول میرایی مورد نیاز در سیستم قدرت ابزارهای متفاوتی علاوه بر PSS مانند ادوات FACTS^{۳۸} نیز می تواند مورد استفاده قرار بگیرد. پایدار سازهای سیستم قدرت به صورت گسترده برای از بین بردن نوسانات الکترومکانیکی ژنراتور و تأمین پایداری سیستم قدرت به کار می رود. پایدار سازها بر روی سیستم تحریک ژنراتورها نصب می شوند و به صورت مستقیم بر میرایی نوسانات اثر می گذارند. آنها معمولاً توان الکتریکی یا سرعت ژنراتور را به عنوان ورودی می گیرند. برخلاف PSSها ، ادوات FACTS بر روی سیستم انتقال و در فاصله دور از ژنراتورها نصب می شوند.



شکل

(۴-۲) بلوک دیگرام سیستم قدرت به همراه پایدارساز

این ادوات در ابتدا برای اهدافی به جز میرا کردن نوسانات فرکانس پایین، و برای کنترل توان انتقالی و یا تنظیم ولتاژ نصب می شدند. اما از آنها می توان برای میرا کردن نوسانات فرکانس پایین سیستم قدرت نیز استفاده کرد. ادوات FACTS بسیار گران قیمت هستند و به یک کنترل کننده مکمل جهت میرایی نوسانات الکترومکانیکی نیاز دارند، تا این وظیفه را در کنار هدف اصلی نصبشان انجام دهند. از آنجا که این ادوات به صورت مستقیم درگیر نوسانات الکترومکانیکی نیستند، طراحی کنترل کننده میرایی به سهولت طراحی PSS نیست.

۲-۳ میرایی نوسانات فرکانس پایین با استفاده از پایدارساز سیستم قدرت

در زمینه میرایی نوسانات فرکانس پایین با استفاده از PSS کارهای زیادی انجام گرفته و منتشر شده است. در مرجع [۳]، Demello و Concordia، یک سیستم تک ماشینه متصل به باس بینهایت را برای بررسی ماهیت نوسانات فرکانس پایین الکترومکانیکی سیستم قدرت به کار بردند. آنها اولین کسانی بودند که پدیده نوسانات را با کمک مفاهیم گشتاور میرایی و گشتاور سنکرون کننده توصیف کردند. آنها بیان کردند که فقدان گشتاور میرایی مورد نیاز علت نوسانات و ناپایداری است. ایشان دریافتند که سیستم تحریک و AVR گشتاور سنکرون کننده را افزایش می دهد در حالی که گشتاور میرا کننده را کاهش می دهد. براساس این یافته ها، نویسندگان، طراحی پایدارساز برای جبران کمبود گشتاور میرا کننده در حوزه فرکانس را توسعه دادند.

در مرجع [۴]، Kundur، یک کار تحلیلی و روش سیستماتیک جهت تعیین پارامترهای PSS برای ژنراتورهای بزرگ در سیستم های قدرت عملی ارائه داد. اساس پایدارساز طراحی شده در این روش براساس ایده ارائه شده در مرجع [۳] بوده است. در این کار تأکید بر روی افزایش پایداری سیستم و میرایی نوسانات در پی تغییر نقطه کار سیستم بوده است. علاوه بر پایداری سیگنال کوچک، ایشان عملکرد PSS را در بحث پایداری گذرا و نیز در شرایطی که سیستم جزیره ای^{۳۹} می شود را نیز بررسی کرده اند. در این کار اهمیت انتخاب

³⁹ Islanding

ثابت زمانی های فیلتر PSS و نیز محدود کننده خروجی آن و سایر پارامترهای سیستم تحریک مورد بررسی قرار گرفته است.

در مرجع [۵]، Sanchez و Chow ، چهار روش مکان یابی قطب برای طراحی پایدارساز سیستم قدرت پیشنهاد کرده اند. برای اینکه کنترل کننده ها پاسخ مورد نظر را در حوزه فرکانس از خود نشان دهند روش ساده ای ارائه شده است. همچنین در این مقاله مقاوم بودن این کنترل کننده ها مورد بررسی قرار گرفته است.

در مرجع [۶]، Hau و Cheng ، پایدارساز سیستم قدرت مبتنی بر منطق فازی پیشنهاد کرده اند. در این مقاله تغییرات سرعت زاویه ای ($\Delta\omega$) و تغییرات آن ($\Delta\dot{\omega}$) ورودی های پایدارساز فازی فرض شده اند. سیستم فازی ممدانی برای استنتاج ورودی ها از خروجی ها در نظر گرفته شده است. جدول قواعد به کار گرفته شده در این کار، هفت در هفت بوده و بر اساس تجربه (سعی و خطا) به دست آمده بود. نتیجه نشان دهنده توانایی بهتر پایدارساز فازی در مقایسه با نوع رایج آن است.

یک سلسله مقالات در زمینه پایدارسازهای مبتنی بر منطق فازی توسط Hiyama منتشر شده است [۷-۱۱]. او از تغییرات سرعت و تغییرات شتاب به عنوان دو ورودی پایدارساز استفاده کرده است. در این مقاله ها، او وضعیت های کاری سیستم را به نواحی مختلف تقسیم کرده و برای هر کدام کنترل کننده متفاوتی طراحی کرده است. بسیاری از پارامترها در این کنترل کننده ها به صورت زبانی^{۴۰} بیان شده اند. برای بهینه کردن عملکرد این پایدارساز ها ، روش بهینه سازی متداولی استفاده شده است. شبیه سازی های انجام گرفته بر روی سیستم های تک ماشین متصل به باس بینهایت و سه ماشینه نه باسه برتری این پایدارساز ها را بر نوع رایج نشان داده است.

از جمله کسانی است که کارهای زیادی در حوزه پایدارسازهای سیستم قدرت مبتنی بر منطق فازی و شبکه های عصبی انجام داده است Malik است. در [۱۲]، Hariri و Malik پایدارسازی مبتنی بر منطق فازی ارائه

⁴⁰ linguistic

کرده اند که پارامترهای این پایدارساز به صورت off-line آموزش^{۴۱} داده شده است. این کار مشابه روش به کار رفته در [۱۳] است.

Malik و He ، در [۱۴]، پایدارسازی تطبیقی مبتنی بر شبکه های عصبی پسخورنده ارائه کرده اند. این کار در نگاه کلی از دو شبکه عصبی پسخورنده تشکیل شده است. یکی از آنها مشخصات دینامیکی سیستم را تعقیب می کند و دیگری وظیفه میرا کردن نوسانات را دارد. وزن های شبکه های عصبی با استفاده از آموزش on-line تغییر می کنند. این روش برای سیستم های کوچک آزمایش شده و نتایج خوبی داشته است.

در مرجع [۱۵]، Shamsollahi و Malik یک پایدارساز تطبیقی عصبی مشابه طرح ارائه شده در [۱۴] ارائه کرده اند. تفاوت این دو کار در نحوه آموزش شبکه های عصبی است. در این کار شبکه عصبی به صورت off-line آموزش دیده است. کاربرد این روش عصبی تطبیقی برای سیستم پنج ماشینه در [۱۶] آمده است. این پایدارساز به صورت آزمایشگاهی در دانشگاه Calgary پیاده سازی شده است [۱۷]. در این کار از یک ژنراتور سنکرون کوچک، میکروکنترلر AVR، سیستم جمع آوری داده و یک سیستم ارتباط دهی استفاده شده است. این کار عملی نتایج شبیه سازی را تأیید کرد.

تحقیقات دیگر پیشنهاد شده در این زمینه، به کارگیری الگوریتم ژنتیک، منطق فازی، شبکه عصبی و یا دیگر روش های هوشمند برای تنظیم یا انتخاب مجموعه بهینه از پارامترهای پایدارساز است. در [۱۸]، یک شبکه عصبی برای تنظیم پارامترهای پایدارساز رایج نوع PI به کار گرفته شده است. در [۱۹]، برای تحریک ژنراتور یک سیستم کنترل بهینه فازی طراحی شده است که توسط الگوریتم ژنتیکی^{۴۲} پارامترهای کنترل کننده فازی آن به دست آمده است. در [۲۰]، پایدارساز مبتنی بر قواعد پیشنهاد کرده است که الگوریتم ژنتیکی در آن پارامترهای بهینه را برای پایدارساز به دست می آورد.

⁴¹ Training

⁴² Genetic Algorithm

در [۲۱]، پایداری لحظه ای سیستم قدرت در رنج بزرگی از وضعیت های مختلف بهره برداری، توسط پایدارساز رایج که پارامترهای آن توسط GA به دست آمده است، مورد بررسی قرار گرفته است. در این تحقیق مسئله به یک مسئله ساده بهینه سازی تبدیل شده است که توسط الگوریتم ژنتیک حل می شود و تابع هدف آن مبتنی بر مقادیر ویژه است. به این معنی که سعی بر این است که مقادیر ویژه سیستم در نهایت سمت چپ محور قرار بگیرد (قسمت حقیقی مقدار ویژه منفی باشد). نویسندگان در [۲۲]، ایده مشابهی را برای طراحی پایدارساز پیشنهاد کرده اند.

در [۲۳]، برای مدل مرتبه پایین از ژنراتور سنکرون، پارامترهای پایدارساز به روش فازی تنظیم شده اند. آنها همچنین روش مشابهی برای کنترل SVC به کار برده اند [۲۴].

۲-۴ کاربرد ادوات FACTS در میرا کردن نوسانات

تاکنون روش های متفاوتی برای طراحی کنترل کننده میرایی برای ادوات FACTS مختلف ارائه شده است. در [۲۵] سعی شده است که نوسانات الکترومکانیکی برحسب گشتاورهای سنکرون کننده و میراکننده بیان شود. این روش برای خازن های سری کنترل شده با تریستور نیز بکار رفته است [۲۶].

Noroozian و همکاران روش جالبی برای کنترل SVC و TCSC ارائه کرده اند [۲۷]. ایشان مدل SVC و TCSC را با روش تابع انرژی ادغام کرده، سپس مشتق تابع انرژی را منفی در نظر گرفته اند. همچنین ادعا کرده اند که با بکارگیری این روش می توان به کمک دیگر ادوات FACTS نیز کنترل کننده میرایی برای نوسانات سیستم قدرت طراحی کرد.

در [۲۸]، از روش تابع لیاپانوف^{۴۳} برای طراحی کنترل کننده میرایی برای هر کدام از ادوات FACTS سری استفاده شده است.

⁴³ Iyapunov

Arredondo سیستم قدرت را به صورت یک سیستم همیلتونی در نظر گرفت و یک کنترل کننده غیر خطی پسیو برای یک TCSC جهت افزایش پایداری سیستم طراحی کرد [۲۹].

در [۳۰] از یک روش کنترلی سلسله مراتبی^{۴۴} برای کنترل میرایی توسط TCSC استفاده شده است. Zhou روش مشابهی را برای افزایش پایداری سیستم توسط SVC در [۳۱] ارائه کرده است. این کار شامل یک روش کنترلی گسسته برای SVC است.

برای طراحی کنترل کننده های میرایی برای ادوات FACTS از روش های کنترل بهینه و تطبیقی نیز استفاده شده است. در [۳۲] و [۳۳] دو روش کنترلی برای SVC جهت میرایی نوسانات به روش LQ^{۴۵} تطبیقی ارائه شده است. این دو روش کنترلی عملکرد مناسبی در شبیه سازی برای سیستم سه ماشینه نه باسه از خود نشان داده اند.

در مرجع [۳۴] با استفاده از روش LQG^{۴۶} کنترل کننده میرایی برای TCSC طراحی کرده اند. کنترل کننده برای سیستم با مرتبه پایین طراحی شده است که توسط تقریب Hankel بهینه به دست آمده است. نویسندگان برای مقاوم کردن کنترل کننده میرایی خود از روش بهبود تابع تبدیل حلقه^{۴۷} استفاده کرده اند. در این مقاله برای تایید عملکرد روش پیشنهادی، شبیه سازی روی سیستم سه ماشینه و نه باسه انجام گرفته است.

نتایج کارهای عملی و بهره برداری از TCSC جهت میرایی در [۳۵] و [۳۶] آمده است.

در [۳۵] گزارشی از طراحی کنترل کننده میرایی برای TCSC و مکان یابی نصب آن برای رفع مشکل نوسانات فرکانس پایین بین ناحیه ای شمال - جنوب آمریکاست.

⁴⁴ hierarchical

⁴⁵ Linear Quardical

⁴⁶ Linear Quardical Gaussian

⁴⁷ Loop transfer recovery

[۳۶] گزارشی از امکان سنجی نصب خازن های سری و TCSC ها در خط انتقال اصلی شمال تایوان و مرکز آن است. در این تحقیق، طراحی کنترل کننده میرایی بر اساس روش رایج مکان یابی ریشه ها انجام گرفته است.

برای طراحی کنترل کننده میرایی برای ادوات FACTS از روش های هوشمند نیز استفاده شده است. توسط Hsu و Luar در [۳۷] جهت کنترل میرایی، کنترل کننده PI برای TCSC طراحی کرده اند که بهره^{۴۸} آن به صورت on-line توسط شبکه های عصبی به دست می آید. این کنترل کننده بر روی یک سیستم تک ماشین متصل به باس بینهایت آزمایش شد و نتایج نشان دهنده بهبود میرایی و نیز رنج وسیع میرا کردن به ازای وضعیت های مختلف عملکرد، به نسبت PI دارای گین ثابت بود.

در [۳۸] برای کنترل میرایی توسط ادوات FACTS ترکیبی از کنترل کننده فازی و PI ارائه شده است. در این کار به جای قسمت تناسبی کنترل کننده PI از کنترل کننده فازی استفاده شده است. شبیه سازی بر روی سیستم سه ماشینه صحت این روش را نشان داده است.

در سال های اخیر تحقیقات بر روی استفاده از UPFC به عنوان مهم ترین و با قابلیت ترین عضو خانواده FACTS، جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین آغاز شده است.

علاوه بر کارهای انجام شده در [۳۸]، Dong و همکاران در [۳۹] کنترل کننده PI جهت کنترل دینامیکی UPFC ارائه کرده اند. با استفاده از این روش کنترلی علاوه بر میرا شدن نوسانات توان های اکتیو و راکتیو نیز کنترل شده است.

در [۴۰] نویسندگان دو روش برای استفاده از UPFC جهت میرایی نوسانات فرکانس پایین پیشنهاد کرده اند؛ استفاده از ضریب مدولاسیون دامنه ولتاژ در مبدل موازی و استفاده از زاویه بار در مبدل سری. برای این منظور از یک تابع تبدیل Lead-Lag استفاده شده است.

⁴⁸ Gain

مراجع

- [1] Graham Rogers, *Power System Oscillations*, Kluwer Academic Publishers, 2002
- [2] Prabha Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, Inc., 1994.
- [3] F. P. DeMello and C. Concordia, "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 88, 1969, pp. 316-329.
- [4] P. Kundur, M. Klein, G. J. Rogers, and M. S. Zywno, "Application of Power System Stabilizers for Enhancement of Overall System Stability", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 4, 1989, pp. 614-626.
- [5] J. H. Chow, J. J. Sanchez-Gasca, "Pole-placement Designs of Power System Stabilizers", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 4, No. 1, pp271-277
- [6] Y. Y. Hsu and C. H. Cheng, "Design of Fuzzy Power System Stabilizers for Multimachine Power Systems", *IEE Proceedings*, Vol. 137, Part C, No.3, 1990, pp. 233-238.
- [7] T. Hiyama, "Application of Rule-Based Stabilizing Controller to electrical Power System", *IEE Proceedings*, Vol. 136, Part C, No.3, 1989, pp. 175-181.
- [8] T. Hiyama, "Rule-Based Stabilizers for Multi-Machine Power System", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 5, 1990, pp. 403-411.
- [9] T. Hiyama, "Real Time Control of Micro-Machine System using Micro-Computer based Fuzzy Logic Power System Stabilizer", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, 1994, pp. 724-731.
- [10] T. Hiyama, "Robustness of Fuzzy Logic Power System Stabilizers Applied to Multimachine Power System", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, 1994, pp. 451-457.
- [11] T. Hiyama, M. Kugimiya, and H. Satoh, "Advanced PID Type Fuzzy Logic Power System Stabilizer", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, 1994, pp.514-520.
- [12] A. Hariri and O. P. Malik, "A Fuzzy Logic Based Power System Stabilizers with Learning Ability", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 11, 1996, pp. 721-727.
- [13] G. P. Chen, O.P. Malik, G.S. Hope, Y.H. Qin and G.Y. Xu, "An Adaptive Power System Stabilizer Based on The Self-optimizing Pole Shifting Control Strategy", *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 8, No. 4, 1993, pp. 639-645.
- [14] J. He and O.P. Malik, "An Adaptive Power System Stabilizer Based on Recurrent Neural Networks", *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 4, 1997, pp413-418.
- [15] P. Shamsollahi and O.P. Malik, "An Adaptive Power System Stabilizer Using On-line Trained Neural Networks", *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 4, 1997, pp382-387.
- [16] P. Shamsollahi and O.P. Malik, "Application of Neural Adaptive Power System Stabilizer in a Multi-Machine Power System", *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, 1997

- [17] P. Shamsollahi and O.P. Malik, "Real-Time Implementation and Experimental Studies of a Neural Adaptive Power System Stabilizer", *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, 1997
- [18] Yuan-Yih Hsu, Chao-Rong Chen, "Tuning of Power System Stabilizers Using an Artificial Neural Network", *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 8, 1992, pp. 612-617.
- [19] Jinyu Wen, Shijie Cheng and O.P. Malik, "A synchronous Generator Fuzzy Excitation Controller Optimally Designed with a Genetic Algorithm", *IEEE Transactions Power Systems*, Vol. 13, 1998, pp 884-889.
- [20] M. A. Abido, "Hybridizing Rule-Based Power System Stabilizers with Genetic Algorithms", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 14, 1999, pp. 600-607
- [21] Y.L. Abdel-Magid, M.A. Abido, S. Al-Baiyat and A.H. Mantawy, "Simultaneous Stabilization of Multimachine Power Systems via Genetic Algorithms", *IEEE transactions on Power Systems*, Vol. 14, 1999, 1428-1438.
- [22] Y.L. Abdel-Magid, M.A. Abido and A.H. Mantawy, "Robust Tuning of Power System Stabilizers in Multimachine Power Systems", *IEEE transactions on Power Systems*, Vol. 15, 2000, pp 735-740.
- [23] J. Lu, M.H. Nehrir and D.A. Pierre, "A Fuzzy Logic-based Adaptive Power System Stabilizer for Multi-machine Systems", *Electric Power Systems Research*, Vol. 60, 2001, pp115-pp121
- [24] J. Lu, M.H. Nehrir and D.A. Pierre, "A Fuzzy Logic-based Adaptive Damping Controller for Static VAR Compensator", *Electric Power Systems Research*, Vol. 68, 2004, pp113-118
- [25] E.V. Larsen, J.J. Sanchez-Gasca and J.H. Chow, "Concepts for Design of Facts Controllers to Damp Power Swings", *IEEE transactions on Power Systems*, Vol. 10, No. 2, 1995, pp948-955
- [26] A.B. Leirbukt, J.H. Chow, J.J. Sanchez and E.V. Larsen, "Damping Control Design Based on Time-Domain Identified Models", *IEEE transactions on Power Systems*, Vol. 14, 1999, pp172-178.
- [27] M. Noroozian, M. Ghandhari, G. Andersson, J. Gronquist and I. Hiskens, "A Robust Control Strategy for Shunt and Series Reactive Compensators to Damp Electromechanical Oscillations", *IEEE transactions on Power Delivery*, Vol 12, 2001, pp812-817.
- [28] M. Chandhari, G Andersson, and I.A. Hiskens, "Control Lyapunov functions for controllable series devices", *IEEE transactions on Power System*, Vol. 16, 2001, pp689-694.
- [29] J.M. Ramirez Arredondo, "A Passivity Approach to Controller Design for TCSC", *IEEE Power Engineering Review*, February 2002, pp55-58.
- [30] A.D. Del Rosso, C.A. Canizares and V.M. Dona, "A Study of TCSC Controller Design for Power System Stability Improvement", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol.18, 2003, pp 1487-1495.
- [31] E.Z. Zhou, "Application of Static Var Compensators to Increase Power System Damping", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 18, 1993, pp 655-661.
- [32] J. R. Smith, D.A. Pierre, D.A. Rudberg, I. Sadighi and A.P. Johnson, "An Enhanced LQ Adaptive Var Unit Controller for Power System Damping", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 4, 1989, pp443-451.

- [33] J. R. Smith, D.A. Pierre, I. Sadighi, M.H. Nehrir and J.F. Hauer, "A Supplementary Adaptive Var Unit Controller for Power System Damping", *IEEE Transactions on Power Systems*, 1989, pp1017-1023.
- [34] K.M. Son and J.K. Park, "On the Robust LQG Control of TCSC for Damping Power System Oscillations", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15. 2000, pp1306-1322.
- [35] C. Gama, "Brazilian North-South Interconnection control-application and operating experience with a TCSC", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 1999.
- [36] T. Luor, Y. Hsu, T.Guo, J. Lin and C. Huang, "Application of Thyristor connected Series Compensation to Enhance Oscillatory Stability and Transmission Capability of a Longitudinal Power System", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 14, 1999, pp 179-185.
- [37] Y. Y. Hsu and T.S. Luor, "Damping of Power System Oscillations Using Adaptive Thyristor-controlled Series Compensators Tuned by Artificial Neural Networks" *IEE Proceedings*, 1998, pp 137-142.
- [38] P.K. Dash, S. Mishra and G. Panda, "Damping Multimodal Power System Oscillation Using a Hybrid Fuzzy Controller for Series Connected Facts Devices", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, 2000, pp 1360-1366.
- [39] L.Y. Dong, L. Zhang and M.L. Crow, "A New Control Strategy for the Unified Power Flow Controller", Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE, Vol.: 1 , pp27-31.
- [40] Z. Huang, Y. Ni, C.M. Shen, F.F. Wu, S. Chen and B. Zhang, "Application of Unified Power Flow Controller in Interconnected Power Systems – Modeling, Interface, Control Strategy, and Case Study", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, No. 2, 2000, pp 817-823.
- [41] Hingorani, N.G., .Flexible AC Transmission., *IEEE Spectrum*, April 1993, p. 40-44
- [42] Gyugyi, L., .Dynamic Compensation of AC Transmission Lines by Solid-state Synchronous Voltage Sources., IEEE, 1993, p. 904-911
- [43] Hingorani, N.G, Gyugyi,L., *Understanding FACTS Devices*, IEEE Press 2000
- [44] Edris, A. Mehraban, A.S., Rahman, M., Gyugyi, L., Arabi, S., Rietman, .Controlling the Flow of Real and Reactive Power., *IEEE Computer Application Power*, January 1998, p. 20-25
- [45] Gyugyi, L., .A Unified Power Flow Control Concept for Flexible AC Systems., *IEE Proceedings-C*, Vol. 139, No. 4, July 1992, p. 323-331
- [46] Noroozian, M., Angquist, L., Ghandhari, M., Andersson, G., .Use of UPFC for Optimal Power Flow Control, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 4, October 1997, p. 1629-1634
- [47] Nabavi-Niaki, A., Iravani, M.R., .Steady-state and Dynamic Models of Unified Power Flow Controller (UPFC) for Power System Studies., *IEEE Transactions of Power Systems*, Vol. 11, No. 4, November 1996, p. 1937-1943
- [48] Fuerte-Esquivel, C.R., Acha, E., .Newton-Raphson Algorithm for reliable Solution of Large Power Networks with Embedded FACTS Devices., *IEE Proceedings Generation Transmission Distribution*, Vol. 143, No. 5, September 1996, p. 447-454

- [49] Ambriz-Perez, H., Acha, E., Fuerte-Esquivel, C.R, De la Torre, A., .Incorporation Of a UPFC Model in an Optimal Power Flow Using Newton.s Method., *IEE Proceedings Generation Transmission Distribution*, Vol. 145, No. 3, May 1998, p. 336-344
- [50] Smith, K.S., Ran, L., Penman, J., .Dynamic Modeling of a Unified Power Flow Controller., *IEE Proceedings Generation Transmission Distribution*, Vol. 144, No. 1, January 1997, p. 7-12
- [51] Uzunovic, E., Canizares, C.A., Reeve, J., .Fundamental Frequency Model of Unified Power Flow Controller., *North American Power Symposium*, NAPS, Cleveland, Ohio, October 1998
- [52] Huang, Z., Ni, Y., Shen, C.M., Wu, F.F., Chen, S., Zhang, B., .Application of Unified Power Flow Controller in Interconnected Power Systems . Modeling, Interface, Control Strategy and Case Study., *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 1999
- [53] Wang, H.F., .Applications of Modelling UPFC into Multi-machine Power Systems., *IEE Proceedings Generation Transmission Distribution*, Vol. 146, No. 3, May 1999, p. 306-312
- [54] Schauder, C., Metha, H., .Vector Analysis and Control of Advanced Static VAR Compensators., *IEE Proceedings-C*, Vol. 140, No. 4, July 1993, p. 299-306
- [55] Papic, I., Zunko, P., Povh, D., Weinhold, M., .Basic Control of Unified Power Flow Controller., *IEEE Transactions of Power Systems*, Vol. 12, No. 4, November 1997, p. 1734-1739
- [56] Padiyar, K.R., Kulkarni, A.M., .Control Design and Simulation of Unified Power Flow Controller., *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, October 1997, p. 1348-1354
- [57] Uzunovic, E., Canizares, C.A., Reeve, J., .EMTP Studies of UPFC Power Oscillation Damping., *Proceedings of the North American Power Symposium (NAPS)*, San Luis Obispo, CA, October 1999, pp. 405-410
- [58] Hiyama, T, Hubbi, W., Ortmeyer, Th., .Fuzzy Logic Control Scheme with Variable Gain for Static Var Compensator to Enhance Power System Stability., *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 14, No. 1, February 1999, pp. 186-191
- [59] Hiyama, T, .Fuzzy Logic Switching of Thyristor Controlled Braking Resistor Considering Coordination with SVC., *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 4, October 1995, pp. 2020-2026
- [60] Y.Y.Hsu, C.H.Cheng, .Design of Fuzzy Power System Stabilizers for Multimachine Power Systems., *IEE Proceedings*, Vol. 137, Pt. C No. 3, May 1990, pp 233_238,
- [61] Hoang P., Tomsovic K., .Design and Analysis of an Adaptive Fuzzy Power System Stabilizers., *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol . 11, No. 2, June 1996
- [62] Toliyat H. A., Sadeh J., Ghazi R., .Design of Augmented Fuzzy Logic Power System Stabilizers to Enhance Power Systems Stability., *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 11, No. 1, March 1996
- [63] Cheng,S., Malik, O.P., Hope, G.S., .Self Tuning Stabilizers for a Multimachine Power System., *IEE Proceedings*, Part C, No. 4, 1986, pp. 176-185
- [64] Kothari, M.L., Nanda, J., Bhattacharya, K., .Design of Variable Structure power System Stabilizers with Desired Eigenvalues in the Sliding Mode., *IEE Proceedings*, Part C, Vol 140, No. 4, July 1993

[65] Mohan N, Undeland T.M., Robbins, W.P., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, Inc.,1995

[66] B. Geethalakshmi a, P. Dananjayan ,. Investigation of performance of UPFC without DC link capacitor., *Electric Power Systems Research* 78 (2008) 736.746

[67] H F Wang. ‘Damping Function of Unified Power Flow Controller.’ *IEE Proceedings-C*, vol 146, no 1, January 1999, p 81.

[68] Tsao-Tsung Ma , .P.Q decoupled control schemes using fuzzy neural networks for the unified power flow controller . , *Electrical Power and Energy Systems* 29 (2007)

[69] Ali T. Al-Awami , Y.L. Abdel-Magid , M.A. Abido , .A particle-swarm-based approach of power system stability enhancement with unified power flow controller . ,*Electrical Power and Energy Systems* 29 (2007)

[70] لی وانگ، محمد تشنه لب، سیستم های فازی و کنترل فازی، انتشارات دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، چاپ پنجم
1385

[71] J. C. Bezdec, *Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms*, Plenum Press, New York, 1981.

[72] N. Tambey., M.L. Kothari, Damping of power system oscillations with unified power flow controller (UPFC) , *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 150, No. 2, March 2003*

[73] A. Majid Dejamkhooy, M. Banejad, Naser Talebi, Fuzzy Logic Based UPFC Controller for Damping Low Frequency Oscillations of Power Systems. 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), December 1-3, 2008.

Abstract

Low frequency oscillations (LFO) in power system occur usually because of lack of damping torque to overcome disturbances in power system such as changes in mechanical power. Traditionally, power system stabilizers (PSS) are being used to damp these oscillations. Unified Power Flow Controller (UPFC) is a well-known FACTS device that can control power flow in transmission lines. It can be also replaced by PSS to damp low frequency oscillations effectively through direct control of voltage and power. In this thesis a linearized Heffron-Philips model of a (Single Machine–Infinite Bus) power system with a unified power flow controller is developed. The designed fuzzy-based UPFC controller adjusts

four UPFC inputs by appropriately processing of the input error signal, and provides an efficient damping. The results of the simulation show that the UPFC with fuzzy-based controllers is more effective in damping LFO compared to UPFC with PID controllers. Also, using fuzzy c-means clustering method proposed fuzzy controllers have been optimized. Simulation results for these optimized fuzzy controllers show that oscillations have been damped.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

**Design and Simulation of Fuzzy Logic Based UPFC
Controllers to Damp of Low Frequency
Oscillations of Power Systems**

By

Abdolmajid Dejamkhooy

Under Supervision of

Dr. Mahdi Banejad

Consultant

Dr. Ali Dastfan

A Thesis Submitted to the Faculty of Electrical and Robotic
Engineering, Shahrood University of Technology

In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of the
Master of Science in Electrical Engineering

June 2009